TV

l'antenna

ANNO XXXVI - AGOSTO 1964

NUMERO 8

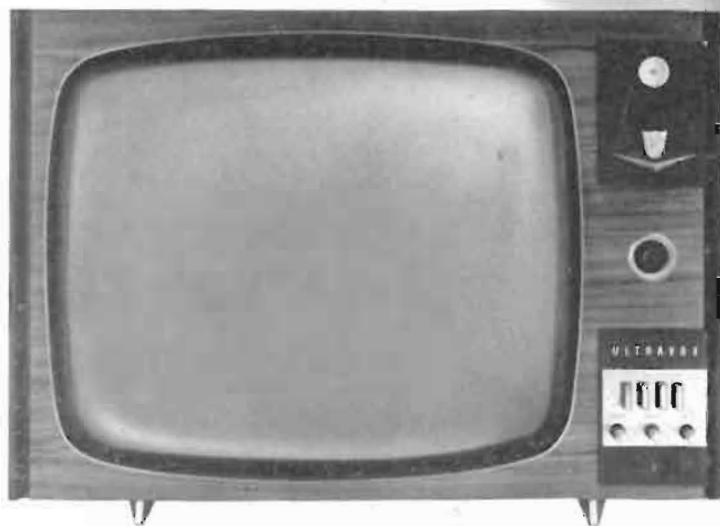
LIRE 350

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

alla

ULTRAVOX

è un continuo fiorire di iniziative e di idee nel campo tecnico, commerciale e pubblicitario

In tutta Italia il simbolo del servizio Ultravox è sinonimo di un'organizzazione perfetta e funzionale per rapidità di movimenti, modernita di concezione, efficienza dei servizi. Per la serieta della politica di vendita che garantisce condizioni costanti di prezzo, per la sicurezza di un perfetto funzionamento che elimina preoccupazioni e grattacapi di assistenza tecnica... riposa tranquillo chi tratta Ultravox.

ULTRAVOX DIREZIONE GENERALE
VIA G. JAN 5 MILANO - TEL. 222.142 - 228.327

ECCO LA DIFFERENZA TRA UN'IMMAGINE OSSERVATA "DIRETTAMENTE" E QUELLA VISTA ATTRAVERSO LO SCHERMO DI PROTEZIONE:

IL NUOVO CINESCOPIO **PHILIPS** A 59 11-W

eliminando lo schermo esistente tra lo spettatore e l'immagine, realizza la vera "Visione Diretta" dello spettacolo teletrasmesso.

SOLTANTO ORA PER LA PRIMA VOLTA NELLA STORIA DELLA RICEZIONE TELEVISIVA, L'IMMAGINE TELETRASMESSA APPARE ALLO SPETTATORE CON LA STESSA NATURALEZZA CON CUI APPARE UN PANORAMA OSSERVATO DA UNA FINESTRA APERTA.

Nessun tipo di cinescopio finora impiegato offre un tale vantaggio, poichè tutti devono impiegare uno schermo di protezione.

ALTRI VANTAGGI OFFERTI DAL CINESCOPIO A "VISIONE DIRETTA" A 59 - 11 W:

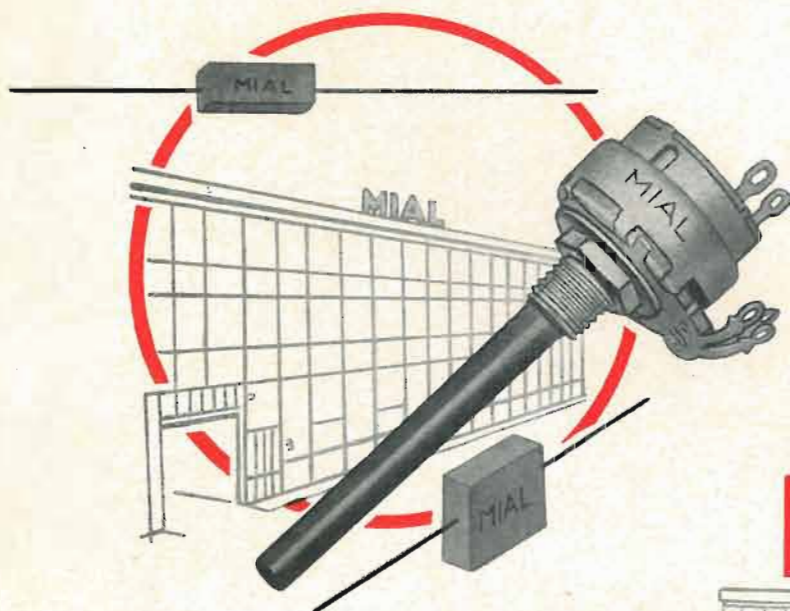
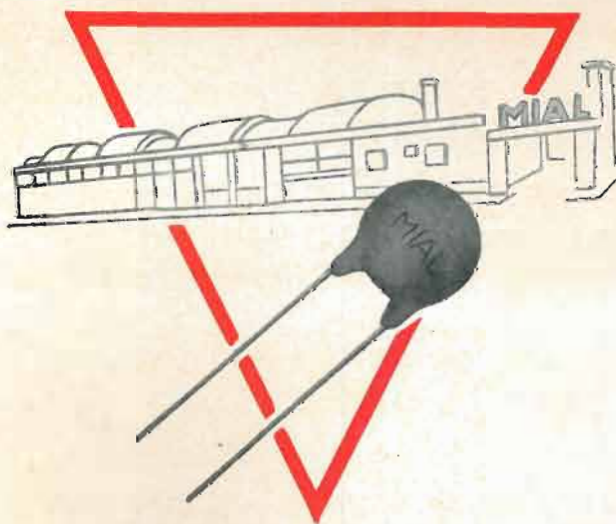
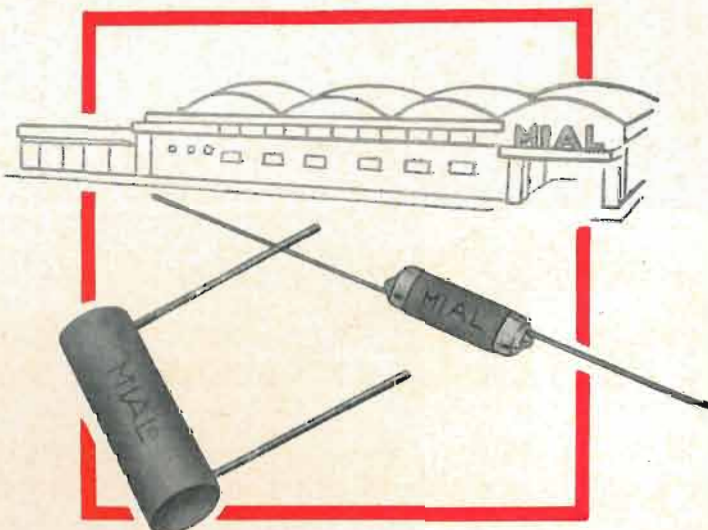
Migliore contrasto dovuto alla particolare qualità del vetro dello schermo, alla riduzione delle superfici riflettenti per la luce esterna, ed al trattamento "antireflex" della superficie esterna dello schermo.

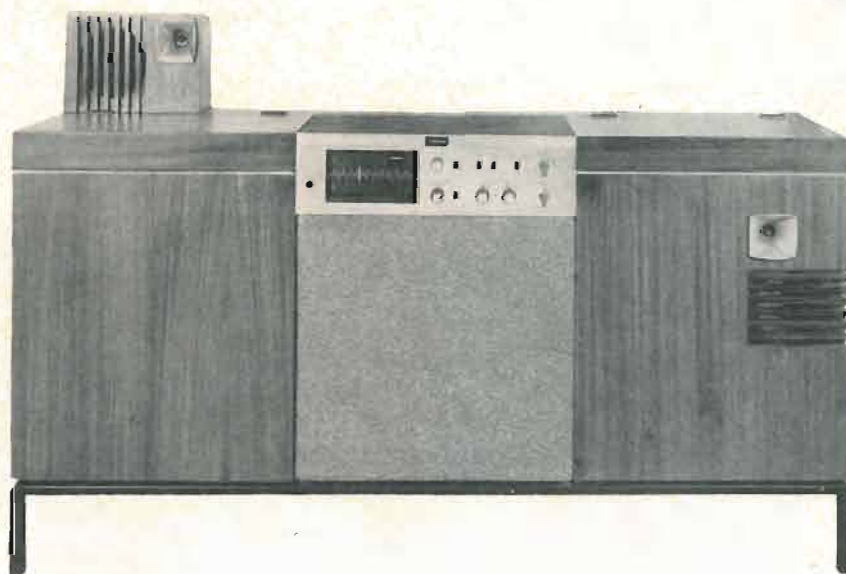
Semplificazione del sistema di montaggio dovuta alle quattro orecchiette disposte agli angoli del cinescopio e fissate alla protezione metallica.

Peso inferiore ai tipi "bonded" e uniformemente distribuito.

Maggiore libertà nella progettazione dei mobili per televisori.

Facilità di rimozione della polvere dallo schermo del cinescopio.

Migliore focalizzazione ottenuta mediante l'impiego di un cannone elettronico "corto" con lente unipotenziale.

PHILIPS S.P.A. - REPARTO ELETTRONICA - PIAZZA IV NOVEMBRE, 3 - TELEF. 6994 - MILANO.

ora anche con MULTIPLEX

in una completa serie d'apparecchi

mod.
DIAPASON

pronti oggi per la tecnica di domani

PRODEL S.p.A. MILANO

Via Monfalcone, 12 - Tel. 283.651 - 283.770

COMUNICATO

Si comunica che dal 15 luglio 1964 l'**Editrice Il Rostro** ha trasferito la propria sede con i relativi uffici di Amministrazione, Redazione e Pubblicità, delle Riviste **l'antenna** ed **Elettrodomus**, da Via Senato 28 in:

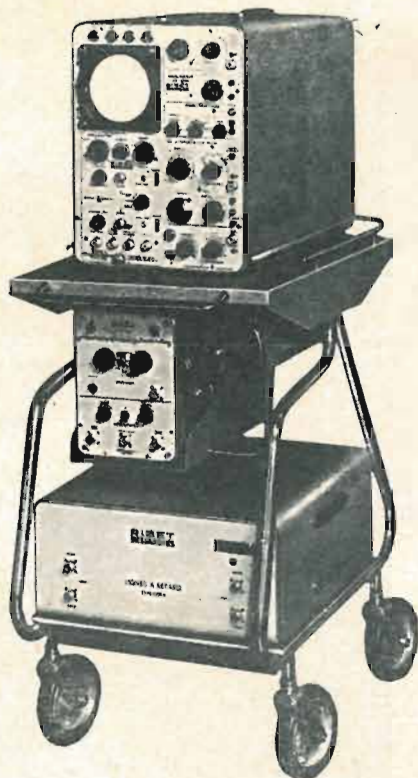
VIA MONTE GENEROSO 6/A (625)
TELEFONI N. 321542 - 322793

Si prega quindi di voler provvedere alla rettifica del nuovo numero telefonico e indirizzo, per ogni Vostra comunicazione e invio di corrispondenza.
Ringraziamo

Editrice Il Rostro

Nuovi uffici

RIBET DESJARDINS

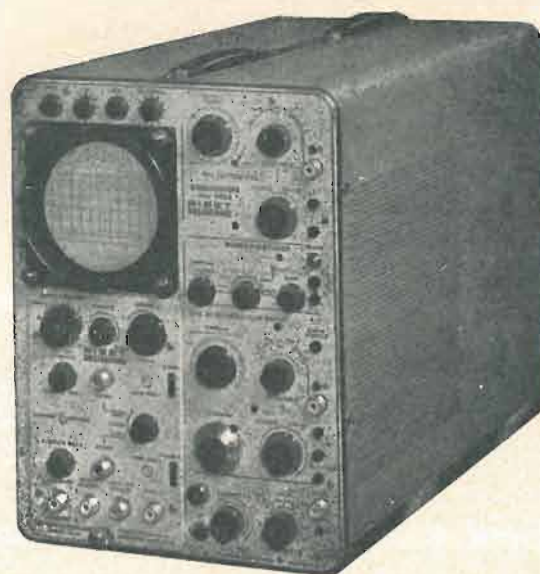
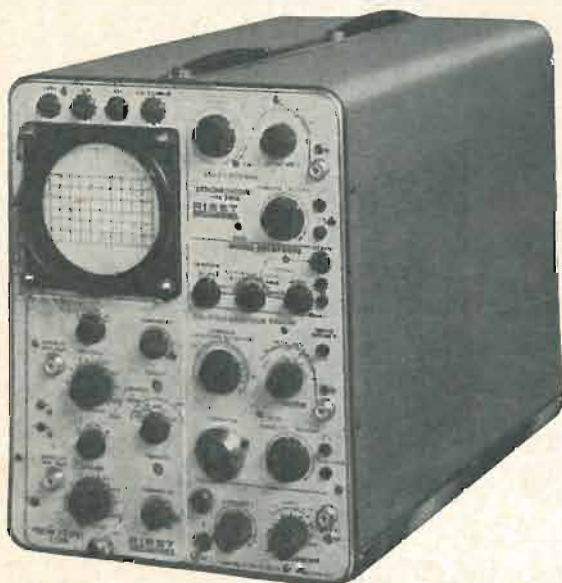
Sistema di campionatura ad impulsi (700 MHz)

OSCILLOGRAFO MOD. T2700 CON SISTEMA DI CAMPIONATURA AD IMPULSI (700 MHz)

Unità di campionatura a cassetto (usabile su oscilloscopi 241, 242, 243) - Doppia traccia - Sensibilità: 50 mV/cm. - Tempo di salita: 0,5 ns - Impedenza d'ingresso: 50 Ω - Velocità di scansione: 20-10-5-2-1-0,5 ns/cm. - Campionatura: 1000-500-200-50 dots. - Gamma di ritardo: da 0 a 200 ns.

GENERATORE D'IPULSI MOD. 441A A PRESA DI TRIGGER

Generatore d'impulsi - Tempo di salita dell'impulso: circa 0,3 ns - Frequenza di ripetizione: 300 Hz - Presa di trigger - Sensibilità di trigger: 50 mV.

1021A

Doppia linea ritardatrice Z: 50 Ω - Ritardo: 110 ns.

OSCILLOSCOPIO MOD. 242A

Con unità a cassetto (quando usato con preamplificatore a cassetto T130) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 15 MHz - Sensibilità. 5 mV/cm. c.a - 50 mV/cm. c.c. - Base di tempo doppia con ritardo variabile da 1 µs a 100 sec. - Tensione di accelerazione: 10 KV - Ampiezza della traccia: 6 × 10 cm.

◀ OSCILLOSCOPIO MOD. 241A A CASSETTO

Amplificatore verticale (quando usato con preamplificatore T130 a cassetto) - Larghezza di banda: c.c. ÷ 30 MHz - Sensibilità: 5 mV/cm. c.a., 50 mV/cm. c.c. • **Base dei tempi:** Doppio sistema di deviazione - Deviazione ritardante: 10 s/cm. a 1 µs/cm. - Deviazione ritardata: 10 s/cm. a 0,1 µs/cm. - Ingranditore × 5 · Regolazione del livello del trigger • **Amplificatore orizzontale:** larghezza di banda: c.c. ÷ 300 KHz - Sensibilità: 250 mV/cm • **Tubo a raggi catodici:** Potenziale acceleratore: 10 KV - Dimensioni immagine: 4 × 10 cm.

INDUSTRIA COSTRUZIONI ELETTROMECCANICHE

VIA RUTILIA N. 19/18 - **MILANO** - TELEF. 531.554/5/6

ALTA FEDELTÀ

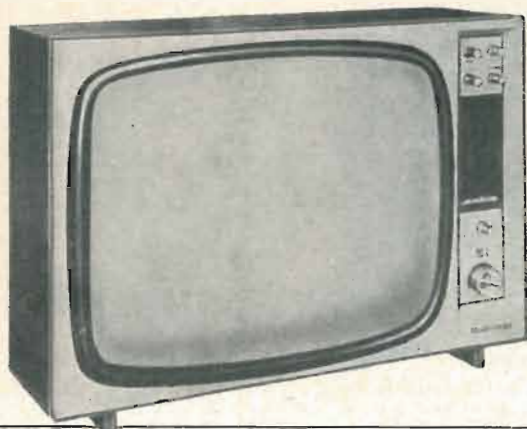
Amplificatore di potenza e Centro di Controllo Decadale Stereofonici a Stato Solido ACOUSTECH. La più notevole novità nel campo dell'alta fedeltà di classe, apparsa negli ultimi anni è ora disponibile in Italia. Costruzione professionale utilizzante materiali di classe « calcolatore elettronico e missilistico » di massima precisione.

Amplificatore di potenza ACOUSTECH I Watt 40 per canale continui. Freq. a 40 W. con i due canali in funzione: 2,5-250.000 Hz. 0.9% distorsione armonica totale; 0.9% intermodulazione a 40 W. attraverso l'intera gamma. Uscita con transistor di potenza al silicio. Senza trasformatori d'uscita. Assenza di ogni disturbo. Alimentazione 220 V. Dispositivi prevenzione corti circuiti. Interamente cablato. Garantito 5 anni. $ 398.

Centro controllo stereo (e preamplificatore) ACOUSTECH II. Ingressi da 3 mV in su. Uscite multiple. 2 regolatori volume con attenuatori decadali (10 db) e micro (2 db). Circuiti professionali in glass-epoxy. 10 transistor per canale + gruppo alimentatore a ponte. Filtri, loudness, toni etc. Freq. 2-250.000 ± 1 db, 1-600.000 ± 3 db. Distorsione. 0.25% da 20 a 20.000; a 2,5 V. Intermodulazione 60 e 6000 Hz. miscellati 4:1 meno dello 0.25% a 2.5 Volt. Tempo di salita: 1,5 msec. Alimentazione 220 V. Interamente cablato Garantito 5 anni $ 348.

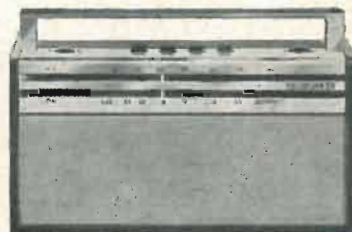
Esclusivista per l'Italia: **AUDIO** - **TORINO, via G. Casalis, 41 - Telefono 761.133**
Che rappresenta anche: AR Inc. MARANTZ, FAIRCHILD, GRADO, AUDIO DEVICES, ERIC, KARG, JANSZEN Inc.

Distributori: ROMA: ALTA FEDELTA' di FEDERICI, C d'italia 34/A, MILANO: FURCHT, Via Croce Rossa 1, TRE VENEZIE: ZEN Vicolo del Convento 8 SCHIO, TORINO: BALESTRA C. Raffaello 23; HIRTEL C. Francia 30. FIRENZE: AUDIOTEC, Via Lambertesca 3, BARI: LOSURDO, Via Petroni 39, PROVINCE LOMBARDE: SONO PLAN, P. Matteotti 6 BERGAMO, NAPOLI: Rag. Camporeale, Via M. Schipa 64.

E' USCITO IL NUOVISSIMO TELEVISORE T 36 B/23"

CAT. *extra*

Come ogni apparecchio Telefunken, il T 36 B/23" è il risultato di una tecnica che ha conquistato il mondo. 23 pollici L. 167.000

CONTINUA IL SUCCESSO DEL CLASSICO SPRINT 36

Radio Transistors a onde medie e corte; da casa e portatile. Anche nell'apparecchio a transistors apprezzerete l'esperienza costruttiva e l'assistenza di questa marca mondiale. L. 25.900

E' IL NOME TELEFUNKEN CHE GARANTISCE

La TELEFUNKEN è fra le cinque grandi Marche del settore Radio-Televisivo che hanno promosso il recente adeguamento dei costi e della qualità al MEC (Mercato Comune Europeo) e la conseguente GRANDE RIDUZIONE DEI PREZZI

RADIO - TELEVISORI - FRIGORIFERI

TELEFUNKEN

TELE FUN KEN

la marca mondiale

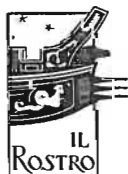
ANNO XXXVI

AGOSTO 1964 RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S. A. S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

SOMMARIO

Direzione, Redazione **Amministrazione** Uffici Pubblicitari **VIA MONTE GENEROSO, 6/A - MILANO - TEL. 32.15.42 - 32.27.93 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 7.000**. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

8

dott. ing. Alessandro Banfi

Schiarita d'orizzonte

La primavera del 1964 andrà certamente ricordata come un periodo in preoccupante attesa di poco lieti eventi, già più o meno palesemente annunciati. Invece il « diavolo » non è stato poi così brutto come si temeva.

Scontata la consueta inattività stagionale del settore Radio-TV, si è potuto constatare con un certo sollievo, che il ritmo dei nuovi abbonati alla Radio ed alla TV non aveva subito sensibili riduzioni e che, proprio verso la fine dell'estate, forse a causa delle allettanti offerte commerciali tendenti a minimizzare la recente tassa d'acquisto, le vendite si sostenevano discretamente. E' anzi da segnalare una notevole richiesta di radio a transistori di tipo medio (non tascabili) e di fonovaligie pure a transistori (a pile). Quest'ultima circostanza va messa evidentemente in relazione con la grande diffusione dei dischi di canzoni nella massa del pubblico giovanile. E' comunque da riconoscere che, nonostante i timori più o meno fondati, non si è verificato un vero e proprio congelamento degli acquisti da parte del pubblico.

Un effettivo notevole disagio si è purtroppo manifestato nell'industria a causa delle restrizioni creditizie, che hanno paralizzato molte imprese ed iniziative.

Questa stretta economica ha in ogni modo contribuito a rendere più fosco e pesante il quadro della presente congiuntura nazionale, aggravando così la situazione già tesa.

Se il credito bancario verrà riallargato, come molti sintomi fanno prevedere, la situazione dell'industria e del commercio Radio-TV dovrebbe riprendere, in occasione della Mostra Nazionale della Radio di settembre, la sua normale fisionomia, anche se influenzata dalle molteplici conseguenze congiunturali generali.

E' altresì da tener presente che si proiettano in un prossimo futuro due interessanti novità tecniche, la cui attuazione nulla ha a che vedere con le restrizioni economiche congiunturali, poichè si tratta di autentici sviluppi scientifici e non di superflue manifestazioni di lusso stonato: voglio alludere alla radiostereofonia ed alla televisione a colori.

La radiostereofonia entrerà in servizio sperimentale nel prossimo ottobre, mentre per la TV a colori proseguono le trasmissioni di prova da parte della RAI, secondo i tre sistemi in esame, onde raccogliere elementi probanti per la scelta di uno di essi da adottarsi in sede europea.

Tutto ciò non è sfacciato o stonato ottimismo ad ogni costo, ma bensì lungimiranza e fiducia nelle sorti della Radio-TV.

A.

W. Bruch

Circuiti di demodulazione per ricevitori di TV a colori sistema PAL (*) (1)

Con il sistema di TV a colori PAL, nel trasmettitore uno dei due segnali di cui si compone la modulazione in quadratura, viene commutato con sequenza di riga.
Nel ricevitore, il demodulatore con linea di ritardo (2) consente di riformare il segnale a frequenza portante F_Q, sommando con la giusta fase il segnale ritardato e quello non ritardato, mentre il segnale F_I viene riformato con un processo analogo di sottrazione.
In un ricevitore PAL del tipo semplificato, invece, con una adatta commutazione di rivelatori sincroni NTSC, si fa una media di segnali di colore successivi, ottenendo così una compensazione degli errori di trasmissione da parte dello stesso occhio di chi osserva l'immagine.
In base ad entrambi questi principi sono stati sviluppati diversi circuiti che hanno portato all'attuale perfezione del PAL; alcuni dei circuiti più importanti sono descritti in dettaglio qui di seguito.

1. - DEMODULAZIONE RISPETTO A I' E Q'

La demodulazione del segnale di crominanza rispetto agli assi I' e Q' (gli stessi che sono stati usati nel trasmettitore per la modulazione), viene spontanea per prima, e consente di ottenere un ottimo rapporto segnale/disturbo.

Il principio di riformare I' e Q' mediante il demodulatore con linea di ritardo (vedi fig. 1 *a*) può essere realizzato in molti modi diversi. Alcuni circuiti hanno dimostrato di essere più favorevoli, in quanto non contengono elementi attivi come tubi o transistori nei dispositivi di somma o sottrazione indicati nella fig. 1 *a*); si ha in questo modo una elevata stabilità del circuito, in dipendenza dalle variazioni di temperatura ambiente per un lungo periodo di tempo. Il circuito schematizzato in fig. 1 *b*) corrisponde a questi requisiti.

La formazione dei segnali, somma ($2\,F_{Q'}$) e differenza ($2\,F_{I'} - 2\,F_{-I'}$, $2\,F_{I'}$, ...), avviene, secondo la fig. 1 *b*) in entrambi i casi, mediante una matrice resistiva. Linea di ritardo e matrice ricevono entrambi segnale da un trasferitore catodico; e meglio ancora quando il circuito è transistorizzato, da un trasferitore di emettitore.

La resistenza sia di entrata, sia di uscita della linea di ritardo a ultrasuoni DL_1, così come attualmente esistente, è di circa 50 Ω; per compensare l'attenuazione di tensione (circa 16 dB) dovuta alle perdite nella linea (trasduttore a barra di vetro) occorre collegare all'uscita un trasformatore Tr_1 foggiato a filtro di banda. Questo trasformatore ha un secondario bifilare avvolto esattamente, un capo del quale fornisce la tensione che occorre nel canale somma (Q'), mentre l'altro fornisce una tensione ruotata di 180° che serve per il canale differenza (I'). Entrata e uscita di questo circuito non si influenzano fra di loro, poichè ogni effetto reattivo da parte di una uscita secondaria del trasformatore verso l'entrata, viene annullato da un corrispondente effetto di segno opposto e proveniente dall'altra uscita secondaria. Ciò è vero anche nell'altro senso: una qualunque tensione disturbante immessa su un estremo del trasformatore, attraverso una matrice, dà luogo ad una tensione eguale che, attraverso l'altra matrice, raggiunge l'altro estremo del trasformatore Tr_1.

In questo modo, il trasformatore con-

(*) Tradotto a cura del dott. ing. Antonio Nicolich dei Laboratori della FIAR — Fabbrica Italiana Apparecchi Radio — Milano, da *Telefunken Zeitung* (fascicolo 1, Anno 37, 1964).

(1) I circuiti fondamentali riportati in questo lavoro furono pubblicati nel 1963 in un documento del gruppo di studio 2 del gruppo di televisione a colori dell'EBU; v. anche [1] della bibliografia.

(2) PAL_{DL} o *PAL* normale significa il sistema *PAL* con ricevitore avente la linea di ritardo. La variante semplificata, senza linea di ritardo, chiamata *PAL* semplice, sarà indicata con la sigla PAL_S (riferimento [1]). La sottoportante modulata secondo l'*NTSC*, sarà chiamata F e la forma coniugata complessa sarà indicata con $\overline{F}$. Termini come $F_{Q'}$, $F_{I'}$, o $F_{(B'-Y')}$ significheranno una sottoportante modulata esclusivamente con Q', I' o $(B' - Y')$, rispettivamente. Riferirsi a [2] e [3] della bibliografia.

Fig. 1. - Separazione dei segnali col sistema *PAL*
a) schema a blocchi del demodulatore con linea di ritardo senza demodulatori sincroni.
b) principio del circuito fondamentale.
c) circuito fondamentale completato con una linea di ritardo supplementare.

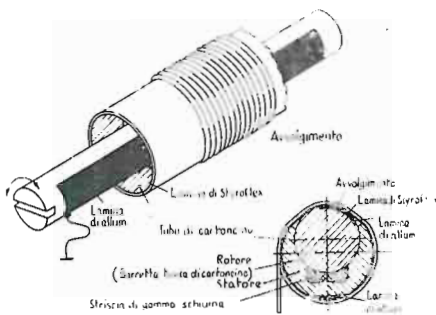



Fig. 2. - Linea di ritardo variabile *DL*.

trofase cancella entrambe le tensioni disturbanti.

Entrambi i segnali a frequenza portante $F_{I'}$ e $F_{Q'}$ ottenuti dalle matrici resistive sono inviati a demodulatori sincroni ad alta impedenza di entrata, per ottenere i segnali di frequenza video I' e Q'. Il demodulatore I' è alimentato con una portante di riferimento, il cui angolo di fase è commutato di 180° ad ogni riga successiva, per ottenere I' e $-I'$. Questa commutazione è ottenuta mediante un generatore bi-stabile, sincronizzato da impulsi di ritorno orizzontale. Il funzionamento di questo generatore con la giusta fase rispetto a quella del trasmettitore può essere ottenuto trasmettendo degli impulsi di identificazione. Si veda in proposito [1], [2], [3]. (3)

In luogo di rivelatori bilanciati a diodi, si possono usare benissimo altri tipi di demodulatori, ad esempio i cosiddetti «clamping demodulators», «gated-beam demodulators», ecc. che fanno uso di tubi del tipo 6BN6 o 6GY6.

Tutti i circuiti descritti in questo articolo fanno uso di rivelatori a diodi. Per regolare esattamente la linea di ritardo, il circuito base di fig. 1 *b*) richiede l'aggiunta di una piccola linea di ritardo variabile DL_2 (fig. 1). La bassa impedenza caratteristica della linea principale ultrasonica DL_1 non consente di realizzare una linea DL_2 ragionevolmente economica, mentre con impedenze dell'ordine di 2000 Ω, si hanno varie soluzioni di dispositivi stabili ed economici. Per questo motivo, occorre un secondo trasformatore Tr_2 per adattare l'impedenza della linea di ritardo ultrasonica DL_1 a quella della linea DL_2. Il circuito ottenuto su questi principi è rappresentato in fig. 1.

La linea di ritardo DL_2 può essere realizzata mediante una bobina di ritardo, il cui nucleo rotante è un cilindretto di materiale isolante su cui è incollata una strisciolina metallica collegata a massa (vedi fig. 2). Variando la capacità propria della bobina varia l'impedenza caratteristica e quindi il tempo di ritardo entro limiti sufficienti. L'uscita della linea di ritardo è caricata con il valore medio di impedenza della linea stessa (2200 Ω).

La fig. 3 mostra la variazione ottenibile del tempo di ritardo, misurato come angolo di fase alla frequenza della sottoportante.

A causa delle inevitabili variazioni nella impedenza caratteristica quando si varia la regolazione del tempo di ritardo di DL_2, tale campo di regolazione non può essere esteso quanto si vuole, se non si corregge la terminazione della linea.

Per far fronte alle maggiori tolleranze della linea di ritardo ultrasonica, occorre predisporre bobine di ritardo di diverso valore, ed accoppiarle in modo opportuno.

Il coefficiente di temperatura della bobina di ritardo è stato misurato $2 \cdot 10^{-4}/°C$ e perciò può essere trascurato senza difficoltà (vedi [4]).

Il tempo di ritardo τ_0 da regolare deve corrispondere al periodo effettivo di scansione di una linea (283,75 periodi quando si opera con l'offset di precisione al quarto di linea) a meno di ± 0,25 periodi (vedi [5]).

La regolazione della bobina di ritardo viene semplificata in quanto il tempo di ritardo τ_0 può essere predisposto per 283,5 oppure 284,0 periodi della frequenza di sottoportante. Con la inversione della polarità del trasformatore Tr_1 si può variare un mezzo periodo.

Lo schema circuitale di un demodulatore transistorizzato, che per scopi di dimostrazione è capace di trattare tanto il *PAL* quanto l'*NTSC*, è dato in fig. 4 (4).

Opportuni filtri di I' e Q' danno un eccellente rapporto segnale/disturbo

(3) In questo lavoro non si considerano i componenti circuitali per questa sincronizzazione.

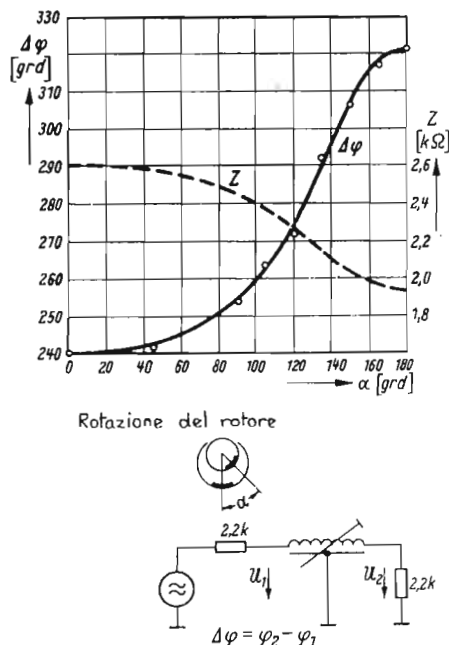



Fig. 3. - Campo di variazione del tempo di ritardo regolabile della linea ritardatrice DL_2. Tempo di ritardo misurato come angolo di fase $\Delta\varphi$ a 4,43 MHz in funzione dell'angolo di rotazione del nucleo.

nel canale cromatico ed un basso « cross-colour ». Eliminando il trasformatore Tr_2 e le linee di ritardo, il demodulatore PAL_{DL} si trasforma nel tipo PAL_S (commutatore S_1 in fig. 4, in posizione PAL_S).

Se inoltre si esclude anche il commutatore elettronico, si ottiene un demodulatore *NTSC* (commutatore S_2 di fig. 4 in posizione *NTSC*). Allora nella produzione un ricevitore PAL_{DL} non solo può essere rapidamente convertito a PAL_S o a *NTSC*, ma si ha anche la comodità di conversioni diverse per es. da *NTSC* a *PAL*. I circuiti per la commutazione della portante (D_5 e D_6) ed il generatore bistabile (T_4 e T_5) sono identici a quelli pubblicati in [2] riguardo al PAL_S.

Quando si esclude il demodulatore a linea di ritardo disponendo il commutatore S_1 di fig. 4 in posizione *NTSC* e PAL_S, si inserisce la resistenza R_3 per provvedere sorgenti di segnale di uguale resistenza interna come col PAL_{DL}, per i demodulatori di tipo clamping. Ciò è importante per il confronto delle proprietà del PAL_{DL} e del PAL_S, perchè solo così saranno evitate differenze di saturazione di colore sullo schermo di visione quando si commuta S_1 (lo stesso dicasi quando si effettuano confronti fra PAL_{DL} ed *NTSC*, ammesso che l'offset della subportante e il modo di modulazione siano eguali).

Per ottenere la purità del colore di fondo dell'immagine ricevuta, gli amplificatori di uscita dei tre canali di differenza di colori — ossia gli amplificatori di uscita R', V' è B' quando si usano i demodulatori in funzione di monitore — devono essere agganciati [5], durante il ritorno di riga.

Allo scopo di ripristinare un livello del nero preciso per tutti tre i canali, il segnale di crominanza deve essere cancellato durante il ritorno orizzontale nel transistore T_3 (vedi fig. 4), escludendo così il burst ed anche i disturbi nell'intervallo di agganciamento. L'allineamento del circuito a ponte per mezzo della linea di ritardo viene assai semplificato quando si usa la commutazione PAL_{DL} (vedi fig. 4). Applicando un segnale modulato *NTSC* per es. barre colorate, variando R_A e la linea di ritardo, si diminuirà gradualmente la tensione di uscita del demodulatore I', fino a zero con l'aiuto di un oscillografo. La fig. 5 *a*) illustra una fase iniziale di questa taratura, con modulazione *NTSC*. La fig. 5 *b*) mostra l'allineamento corretto e la fig. 5 *c*) la corrispondente tensione di uscita Q'. Quando si lavora col *PAL*, il demodulatore fornisce i corretti segnali I' (vedi fig. 5 *d*) e Q' (vedi fig. 5 *e*). La fase della portante di riferimento non è critica; l'esatto allineamento può con S_1 in posizione PAL_S essere controllato con la sparizione delle linee di luminanza (« venetian blinds »). In fig. 5 *f*) il segnale è come quello di fig. 5 *d*), ma vi è stato aggiunto un errore di circa 30° alla fase della portante di riferimento. Aumentando corrispondentemente la ampiezza della crominanza, si ottiene la stessa tensione di fig. 5 *d*), esente da distorsione. A parità dell'errore ammesso in fig. 5 *f*), la fig. 5 *g*) mostra il segnale I' del PAL_S. Qui sono state tracciate sovrapposte molte righe a coppie per confrontare le deviazioni opposte delle righe successive rispetto al segnale fedele (per es. quello di fig. 5 *d*). La media compensa le deviazioni. La caratteristica di banda passante vobulata del canale di crominanza è illustrata in fig. 6 *a*) per il percorso diretto e in fig. 6 *b*) per il ramo ritardato.

In corrispondenza ad una modulazione a impulsi del segnale di crominanza, si è tracciato in fig. 7 *a*) un particolare degli impulsi a frequenza sottoportante, ricavata prima del demodulatore clamping Q', illustrando così simultaneamente lato a lato il segnale diretto attraverso il cammino diretto ed il corrispondente segnale ritardato attraverso il percorso ritardato. La somma dei due impulsi è riprodotta in fig. 7 *b*) (2 Q'), la differenza in fig. 7 *c*) (canale I'). La fig. 8 illustra un demodulatore corrispondente alla fig. 4 costruito secondo la tecnica modulare.

2. - PRINCIPI DEI CIRCUITI DEI DEMODULATORI CHE FORNISCONO DIRETTAMENTE R′—Y′, B′—Y′ OPPURE X′ E Z′, PER IL PAL SEMPLIFICATO SENZA LINEA DI RITARDO.

La demodulazione di I' e Q' non è facilmente applicabile ai ricevitori per uso domestico, a motivo del forte costo dei circuiti a matrice.

In seguito alle diverse larghezze di banda, i due segnali richiedono diversa equalizzazione del ritardo.

Allora, i ricevitori *NTSC* utilizzano generalmente la cosidetta demodulazione equibanda, con preferenza per quei circuiti che sono capaci di fornire direttamente i due segnali richiesti per pilotare il cinescopio, cioè $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$.

Il terzo segnale $(V' - Y')$ viene ricavato da una matrice semplificata e con un circuito invertitore del segnale. Anche nel ricevitore PAL_S senza linea di ritardo, come nel ricevitore PAL_{DL}, questi segnali possono essere ricavati direttamente da opportuni circuiti di demodulazione.

Usando Q' come asse di riferimento nella direzione orizzontale, si ottiene una conveniente rappresentazione del diagramma vettorale del *PAL*.

Coll'*NTSC* si ricava il segnale 0,493 $(B' - Y')$ da un demodulatore sincrono, quando a questo demodulatore sia applicata la portante di riferimento

---

[4] Le possibilità di funzionamento multisistema di questo demodulatore sono state molto utili nello studio comparativo dei sistemi (per es. durante le varie dimostrazioni all'EBU), poichè nessun parametro del demodulatore viene alterato quando si commutano i sistemi.
In questo caso, inoltre, tanto l'*NTSC* quanto il *PAL* devono avere la stessa frequenza sottoportante.
Ciò significa che o l'*NTSC* deve presentare l'offset di un quarto di linea che è richiesto per il *PAL*, ovvero il *PAL* deve lavorare, come spesso avviene, con una frequenza di scansione di linea spostata di $0{,}88 \cdot 10^{-3}$ rispetto al sistema normale.

[5] Agganciamento è l'esatta restituzione del livello del nero trasmesso, per mezzo di circuiti comandati a diodi. Recentemente si sono spesso introdotti transistori per questa funzione.

in ritardo di 33° rispetto a Q' (fase della portante detta $(B' - Y')$.

Il segnale 0,877 $(R' - Y')$ corrispondente viene ricavato se l'angolo di fase della portante è di 57° in anticipo (angolo $R' - Y'$) [6]. La commutazione PAL dell'asse I' di modulazione da I' a $(-I')$ al terminale trasmittente richiede un'alternanza della modulazione del ricevitore, altrimenti non si avranno segnali colorati corretti. La fig. 9 mostra un diagramma al vettorscopio di un segnale PAL di barre colorate. Poichè le punte esterne di tutti i vettori dei colori vengono riflesse quando si trasmette il segnale di colore nella forma $\overline{F}$, gli assi di demodulazione devono pure essere riflessi (v. fig. 10). La fase in ritardo di 33° $B' - Y'$ deve ora anticipare di 33° ed essere indicata col simbolo $B' - Y'$. In corrispondenza la fase in anticipo di 57° $R' - Y'$ ora deve essere convertita a 57° in ritardo $(R' - Y')$. I nuovi assi hanno nel quadrante dei vettori $-I'$, Q' la stessa posizione relativa come i vecchi assi di demodulazione $R' - Y'$ e $B' - Y'$ nel quadrante vettoriale $+ I'$, Q'. Impiegando la commutazione degli angoli di fase della portante di riferimento nel modo proposto, il ricevitore demodulerà secondo, per es., gli assi $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$ ad onta della sola commutazione di I' al terminale di trasmissione. È inoltre necessario commutare gli angoli di fase della portante di riferimento in entrambi i demodulatori. La fig. 11 tiene conto di queste considerazioni rispetto agli assi X' e Z'. La demodulazione X' e Z', usata ad es. dalla R.C.A. in tutti i ricevitori $NTSC$, permetterà di ottenere certi segnali necessari per pilotare i tre stadi di uscita dei canali differenza di colore, ricavandoli da una matrice di notevole stabilità e semplicità. Secondo lo studio attuale di questo circuito di uscita, infine, gli assi X' e Z' possono essere definiti diversamente. La relazione angolare di fig. 11 corrisponde ai calcoli di Carnt e Townsend (riferirsi a [7]).

L'ottenimento di due segnali differenza di colore richiede quindi demodulazione rispetto a quattro diversi assi di demodulazione contemporaneamente. Ciò sembrerebbe condurre alla conclusione che la commutazione di quattro angoli di fase debba richiedere uno studio circuitale assai complesso. Ciò sarebbe vero, infatti, se le quattro tensioni desiderate fossero ad esempio fornite da quattro diversi sfasatori.

In tal caso un complicato commutatore dovrebbe alternativamente connettere entrambi i demodulatori sincroni a due uscite dei variatori di fase ad un tempo.

Due esempi di semplici circuiti, però, dimostreranno che la soluzione ora

(6) I segnali $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$, come pure X' e Z' ed altri vengono moltiplicati dopo demodulazione, da diversi coefficienti di amplificazione, che sono definiti dalle equazioni dell'$NTSC$ (v. ad es. rifer. [2]). Secondo tali coefficienti l'amplificazione di ogni singolo stadio di uscita, seguente il demodulatore deve essere regolata. Per semplicità non si considerano detti fattori nel seguito.

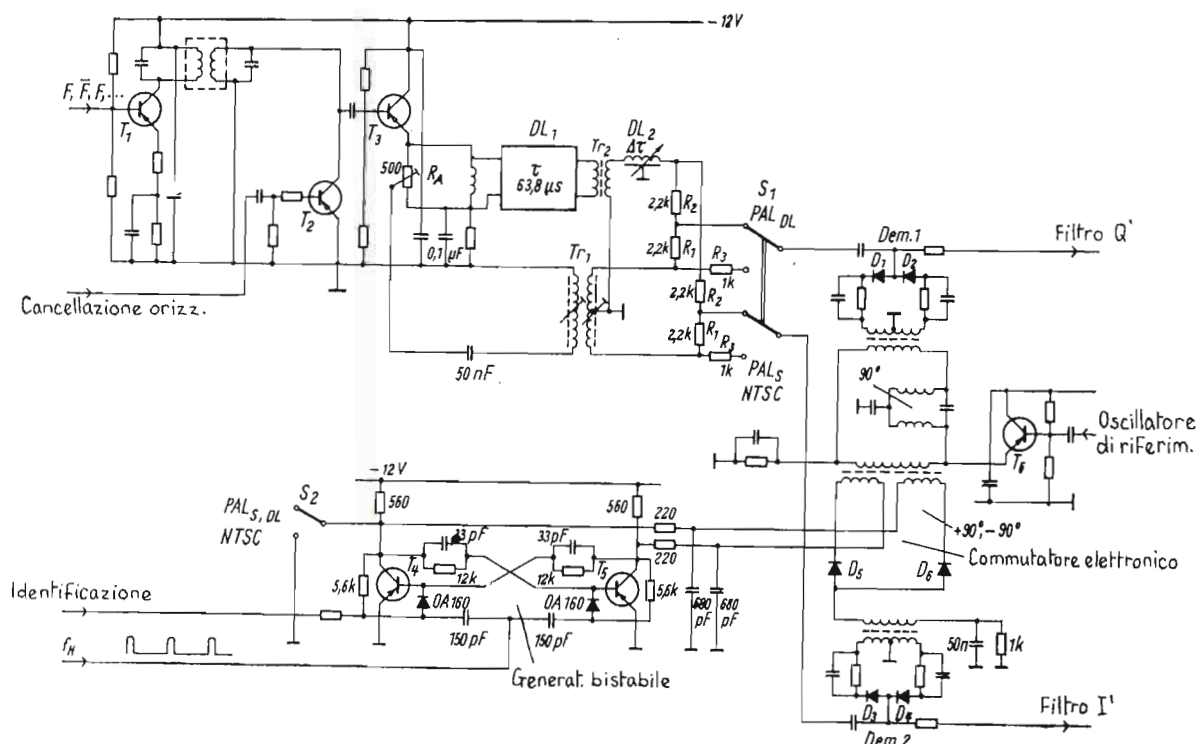



Fig. 4. - Demodulatore completo secondo la fig. 1 c) per PAL_{DL}, commutabile a piacere a PAL_S e a $NTSC$ a scopo di dimostrazioni.

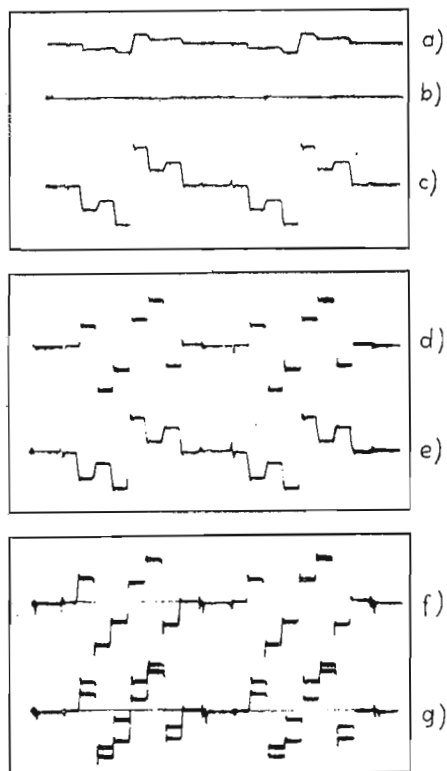



Fig. 5. - Tensione alle uscite del demodulatore col demodulatore PAL
a) Trasmettitore $NTSC$, tensione di uscita I' nel ricevitore PAL_{DL} con allineamento non corretto.
b) Come in a) ma con allineamento corretto.
c) Trasmettitore $NTSC$, tensione di uscita Q' secondo b) (segnale Q' dell'$NTSC$).
d) Trasmettitore PAL, tensione di uscita I' nel ricevitore PAL_{DL}.
e) Trasmettitore PAL, tensione di uscita Q' nel ricevitore PAL_{DL}.
f) Tensione di uscita del demodulatore I' col PAL_{DL}, errore di fase della portante di riferimento di circa 30°; corrispondente aumento dell'ampiezza della crominanza.
g) Tensione di uscita del demodulatore I' col PAL_S per errore di fase come in f).

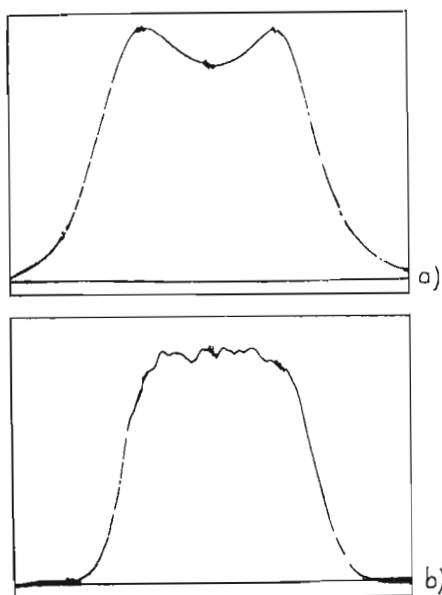



Fig. 6. - Curva della banda passante del canale di crominanza in scale logaritmiche, ottenuta col vobulatore.
a) Nel percorso non ritardato (diretto).
b) Nel percorso ritardato.

prospettata non è in realtà necessaria, ma la commutazione di quattro fasi sarà veramente semplificata e potrà essere ottenuta senza ulteriori spese, in confronto alla demodulazione I', Q'.

Il primo esempio è illustrato in fig. 12, che usa gli assi di demodulazione secondo la fig. 10. Una portante di riferimento di fase $R' - Y'$ viene applicata alternativamente ad entrambi i terminali di una linea di ritardo determinata, attraverso un semplice commutatore a due posizioni. Le tensioni per i demodulatori sincroni sono fornite dalle prese sulla linea di ritardo. Supponendo che il commutatore sia nella posizione sul lato sinistro durante quelle linee che si analizzano quando il segnale trasmesso è rappresentato da F, la portante di riferimento di fase $R' - Y'$ raggiungerà il demodulatore «Rosso», assicurando così la demodulazione $(R' - Y')$ Passando lungo la linea di ritardo, la portante di riferimento viene applicata al demodulatore «Blu», dopo aver subito uno sfasamento di 90°.
Ciò consentirà la demodulazione $(B' - Y')$.

La parte destra della linea di ritardo è stata fin qui lasciata inattiva. Durante quelle linee che compiono la modulazione complessa coniugata dal segnale di crominanza detto $\overline{F}$, il commutatore occuperà la posizione al lato destro. Ora la portante di riferimento raggiunge l'altro estremo della linea nella condizione di fase $(R' - Y')$ e poi il demodulatore «Blu» con uno sfasamento di 24°, che è necessario per la demodulazione $B' - Y'$ (v. fig. 10).

Al terminale di uscita della linea un'ulteriore rotazione di fase di 90° della portante corrisponde alla fase di $R' - Y'$. Il demodulatore «Rosso» viene alimentato con questo segnale e può ora demodulare correttamente $R - Y'$. Quindi si effettua la desiderata riflessione di vettori, con una parte sfasante di 90° della linea di ritardo, la quale agisce durante entrambi i cicli di demodulazione. Il circuito presenta molti vantaggi: l'ampiezza dei segnali portanti commutati non influisce sullo sfasamento. Si richiede solamente un semplice commutatore a due posizioni. Lo sfasatore di 90° viene impiegato in entrambi i cicli di demodulazione. La regolazione degli angoli di fase risulta effettivamente semplificata ed è possibile a farsi anche in funzionamento. Uno schema di circuito di uso pratico (v. fig. 13) sfrutta come sfasatori semplici reti passa-tutto o reti a π.

L'interruttore di commutazione contiene due diodi che verranno resi conduttivi alternativamente per mezzo di una onda quadra. Non si richiede un trasformatore per controfase, come invece era necessario in fig. 1, ma basta un tipo di avvolgimento simile del secondario del trasformatore. Avvolgimenti bifilari e certi artifici circuitali (v. fig. 13) assicurano uguali ampiezze e uguali angoli di fase dei segnali forniti dalle bobine secondarie parziali. Reti passa-tutto o reti a π risultano utili per l'uso come sfasatori invece di linee di ritardo, perchè sono di facile progetto e, se devono avere basse impedenze caratteristiche, sono molto più facili da produrre. Queste cellule, inoltre, possono essere caricate alle prese e possono essere usate in entrambe le direzioni, mentre ciò non è possibile con altri tipi di sfasatori.

Un circuito di questo tipo, progettato per le fasi X' e Z' della portante, è stato perciò aggiunto a mo' di adattatore al ricevitore R.C.A., che impiega la demodulazione X' e Z', ed è stato sperimentato. Un altro principio di commutazione sfruttante un commutatore a due posizioni, può cambiare due tensioni portanti di riferimento spostate in fase di 90° mutuamente, una delle quali viene commutata di 180°. Una certa combinazione dei due segnali darà luogo alla desiderata riflessione del vettore. Supponendo che un segnale sia di ampiezza A nella direzione Q', l'altro B, occuperà la direzione I' e verrà invertita nella polarità nelle linee successive. La fig. 14 illustra la condizione $R' - Y'$, $B' - Y'$, e lo schema del circuito di fig. 15 è stato preso dallo schema circuitale di un ricevitore della RAI (v. [8]).

3. - DEMODULAZIONE CON LINEA DI RITARDO RISPETTO AGLI ASSI (A PIACERE) (R'—Y'), (B'—Y') O X' E Z'.

Come si può capire dalle equazioni dell'$NTSC$, qualunque segnale differenza di colore è una combinazione lineare degli altri due. Allora I' e Q' vengono ricavati combinando $(R' - Y')$ con $(B' - Y')$ e viceversa, come pure X' e Z' da I' e Q'. Per questa ragione i segnali a frequenza portante $F_{I'}$ e $F_{Q'}$, che sono forniti dal circuito separatore di segnali di fig. 1, sembrerebbero permettere una tale possibilità di combinazione. Mantenendo lo sfasamento mutuo di 90°, la combinazione lineare di entrambi i segnali a frequenza portante darebbe luogo ad un segnale pure modulato in fase, simile all'$NTSC$. Se, poi, i segnali vengono portati in coincidenza di fase, la somma e la sottrazione diventano fattibili come quando coi segnali video, si deve compensare pure previamente solo la commutazione di fase di I' (da I' a $-I'$, ecc.), che è stata introdotta in trasmissione. Un commutatore elettronico, come quello usato per commutare gli angoli di fase della portante di riferimento nei circuiti già descritti, può servire a eliminare la commutazione di fase sequenziale di riga nel canale $F_{I'}$. Nell'effettuare questa operazione, en-

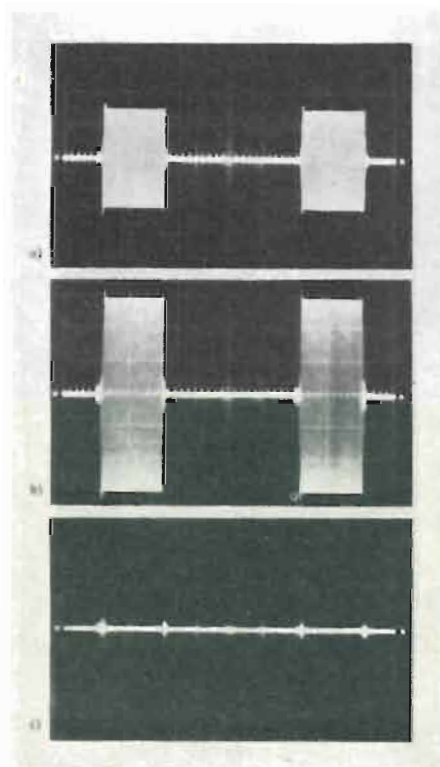



Fig. 7. - Particolare di una serie di impulsi a frequenza portante applicata al demodulatore Q' a sinistra impulsi diretti, a destra impulsi ritardati;
a) prima della somma.
b) dopo la somma della frequenza portante (2 Q').
c) Gli stessi impulsi applicati al demodulatore I' (compensazione).

trambi i segnali portanti $F_{I'}$ e $F_{Q'}$, vengono portati in coincidenza di fase inserendo in un canale una cellula passa-tutto a 90° a larga banda. I due segnali possono ora essere sommati analogamente a segnali di videofrequenza. Il risultato sarà un nuovo segnale a frequenza portante della stessa frequenza e di uguale fase, che sarà esclusivamente modulato col desiderato segnale differenza di colore. Per facilitare la comprensione della matriciazione della frequenza portante, le equazioni dell'$NTSC$ devono essere in pratica trasformate nel modo seguente:

$$R' - Y' = 0{,}62\ Q' + 0{,}96\ I' \quad (1)$$
$$V' - Y' = -0{,}65\ Q' - 0{,}27\ I' \quad (2)$$
$$B' - Y' = 1{,}70\ Q' - 1{,}11\ I' \quad (3)$$

Riferendo tutti i segnali a Q', la semplice matriciazione viene facilitata:

$$+1{,}61\ (R' - Y') = +Q' + 1{,}54\ I' \quad (4)$$
$$-1{,}55\ (V' - Y') = +Q' + 0{,}42\ I' \quad (5)$$
$$+0{,}59\ (B' - Y') = +Q' - 0{,}65\ I' \quad (6)$$

Ciò porta immediatamente al circuito di fig. 16. Poichè un segnale, cioè $F_{I'}$, è richiesto con entrambe le polarità (fasi), la presa centrale del trasformatore bilanciato viene collegata a $F_{Q'}$.
I segnali di uscita del demodulatore, percorrendo il circuito della matrice, non verranno forniti con eguale ampiezza, come invece avviene coll'$NTSC$. Queste differenze di ampiezza, però, possono essere eliminate regolando singolarmente l'amplificazione di ciascun amplificatore di uscita. Supponendo che i tre coefficienti dei fosfori siano eguali per il tubo colorato di immagine, il che significa eguali tensioni formanti il « bianco » alle tre griglie controllo, le necessarie amplificazioni V saranno:

$$V_{(R'-Y')} = \frac{V_0}{1{,}61} = 0{,}62\ V_0 \quad (7)$$

$$V_{(V'-Y')} = \frac{V_0}{-1{,}55} = -0{,}65\ V_0 \quad (8)$$

$$V_{(B'-Y')} = \frac{V_0}{0{,}59} = 1{,}70\ V_0 \quad (9)$$

Riferendo tutto all'amplificazione di $(R' - Y')$, si ha:

$$V_{(V'-Y')} = -1{,}04\ V_{(R'-Y')} \quad (10)$$
$$V_{(B'-Y')} = 2{,}74\ V_{(R'-Y')} \quad (11)$$

Il calcolo di X' e Z', partendo dalle coordinate di (7), richiede queste equazioni:

$$0{,}90\ X' = +Q' + 1{,}07\ I' \quad (12)$$
$$0{,}60\ Z' = +Q' - 0{,}28\ I' \quad (13)$$

Uno schema a blocchi del demodulatore, procedendo da $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$ e facente uso di un trasformatore bilanciato, è illustrato in fig. 17. Per mezzo di una cellula passatutto a larga banda, entrambi i segnali a frequenza portante vengono portati in coincidenza di fase, dopo che il commutatore elettronico nel canale $F_{I'}$, abbia eliminato la commutazione di I'. Il rapporto R_7/R_8 determina la frazione di $F_{-I'}$ da combinare con $F_{Q'}$ per ricavare $F_{(B'-Y')}$. In aggiunta, fornendo il circuito separatore del segnale del commutatore S_1 (per esempio a scopo di dimostrazione, o per prove comparative dei sistemi), sarà possibile controllare anche la funzionalità del PAL_S.
Anche il sistema $NTSC$ è reso fattibile, quando si escluda il generatore bistabile del commutatore a diodi portandolo nel giusto stato di commutazione (vedi commutatore S_2 in fig. 4) Questo circuito $NTSC$ è stato pubblicato (v. riferimento [9]), ma ha solo poca importanza.
Un circuito demodulatore universale, progettato secondo il principio ora descritto, può infine essere costituito in modo che variando solamente qualche resistenza si possa adattare il circuito agli assi di demodulazione desiderati. Lo stesso dispositivo circuitale sarebbe così applicabile alla demodulazione I', Q' oppure $(R' - Y')$, $(B' - Y')$, o X', Z'. A questo scopo si dovrà sfruttare il concetto che riguarda la matriciazione in un ponte a resistenze (v. fig. 1 *b*), con applicazione anche alla matrice a frequenza portante. $F_{Q'}$ viene portato alla presa centrale del ponte a resistenze (v. fig. 18); i due terminali laterali vengono alimentati con $F_{I'}$ e $F_{-I'}$ rispettivamente, di eguali ampiezze. L'inversione della polarità di I' si ottiene con qualche artificio, diciamo, provvedendo un'altra coppia di diodi (D_3, D_4) di polarità inversa per l'interruttore di commutazione di $F_{I'}$ (v. fig. 19), si ottiene così la desiderata polarità di $F_{-I'}$ per il circuito a ponte. Per calcolare la catena delle resistenze del divisore di tensione della matrice, la resistenza interna dei diodi di commutazione deve essere sommata alle resistenze R_5 e R_8. Circa 23 Ω di resistenza interna per il ciclo di conduzione del commutatore, sono stati misurati e calcolati, rispettivamente. Il circuito completo previsto per la demodulazione $(R' - Y')$, $(B' - Y')$ è illustrato in fig. 19. X' e Z' o I' e Q' richiederebbero solo di variare le resistenze R_5, R_6, R_7, e R_8. I demodulatori sincroni SD_1 e SD_2 saranno alimentati con la portante di riferimento di eguale fase di I', come in fig. 17. Una terza coppia di diodi (D_5, D_6) servirà da rettificatore per il segnale di identificazione, che era stato modulato rispetto a Q' e deve essere ricavato dal circuito smistatore del segnale. Un semplice circuito L, C perciò sposterà la fase di $F_{Q'}$ del segnale di identificazione, fino alla coincidenza di fase con $F_{I'}$ e quindi con la portante di riferimento. La portante di riferimento della fase di I' deve essere poi applicata a tre demodulatori sincroni. Due circuiti risonanti paralleli ($L_1 C_1$ e $L_2 C_2$) accordati alla frequenza subportante eviteranno di cortocircuitare la sub-

Fig. 8. - Costruzione di un demodulatore secondo la fig. 4, con la tecnica modulare.

portante. Durante varie dimostrazioni effettuate all'EBU e durante le recenti prove di propagazione, sono stati usati con successo i circuiti descritti per la demodulazione $(R' - Y')$, $(B' - Y')$, come pure per quella X' e Z'. Questo circuito è stato il più opportuno rispetto a tutti i circuiti *PAL* esistenti per l'addietro, per adattare le caratteristiche dell'*NTSC*, del PAL_{DL} e del PAL_S. La variazione solo di quattro resistenze sposterà gli assi di demodulazione a piacere. Un decodificatore universale funzionante sul principio dei circuiti descritti, può essere adattabile a circuiti di uscita qualsiasi, poichè ogni combinazione di segnali differenza di colore può essere composta nella matrice a resistenza variando le resistenze R_5, R_6, R_7 ed R_8. Quale combinazione di I' e Q' debba essere applicata ad un certo circuito si può stabilire facilmente, senza bisogno di effettuare una faticosa determinazione degli assi di demodulazione necessari per l'*NTSC* (per es. X' e Z').

4. - CIRCUITI CON LINEA DI RITARDO SEMPLIFICATA

La linea di ritardo ultrasonica è solo un componente speciale, che è necessario aggiungere alle parti usate in passato per un ricevitore di televisione a colori, quando si usa il PAL_{DL} (lo stesso dicasi per il *SECAM*). Sebbene in una produzione di massa tale linea verrà fabbricata ad un prezzo conveniente, si è analizzato il problema di come sia possibile semplificarla e renderla più economica. La seguente soluzione si autosuggerisce: dimezzando la linea, che consiste in una barretta di vetro e che fa uso di un trasduttore a ciascun terminale, si avrà il risultato, dopo rettifica dei piani del taglio, di avere una coppia di linee, ciascuna linea potendo funzionare sul principio della riflessione. L'onda ultrasonica viene inviata nella barra di vetro attraverso il trasduttore e ritorna all'ingresso per la successiva utilizzazione, dopo essere stata totalmente riflessa sul piano terminale rettificato. Poichè il bastoncino di vetro viene percorso due volte dall'onda ultrasonica si otterrà il tempo di ritardo di circa 64 μsec anche quando si usa la linea dimezzata invece della linea precedentemente usata. La linea metà presenta un vantaggio particolare sulla linea intera, cioè la possibilità di aggiustare automaticamente la linea avente un solo trasduttore, esattamente alla lunghezza corretta, quando si usa un circuito a ponte alla frequenza subportante come elemento di controllo dell'aggiustaggio. Allora la linea supplementare DL_2 può essere eliminata. La fig. 20 illustra lo schema di un demodulatore a linea di ritardo dimezzata, che fa uso di un circuito di connessione a forcella, ben noto negli impianti telefonici.

Per separare completamente il segnale ritardato da quello non ritardato, si deve provvedere un trasformatore rigorosamente simmetrico in unione con un simulacro di trasduttore C_N, R_N, che pure deve essere progettato con grande precisione. Solo così il segnale non ritardato può essere eliminato. Poi bisogna anche prendere in considerazione la dipendenza dalla temperatura della capacità del trasduttore. Per tutte queste ragioni rimane acquisito che è alquanto difficile provvedere una caratteristica risposta-frequenza sufficientemente larga del simulatore di impedenza del trasduttore. Perciò è stato ideato e sperimentato un altro circuito, si può partire dall'idea che non sia necessario, col demodulatore *PAL* a linea di ritardo, separare completamente il segnale ritardato da quello non ritardato (secondo un consiglio di W. Scholz). Al terminale dove c'è il trasduttore della linea di ritardo, saranno presenti il segnale entrante e quello uscente, per es. $(F + a_1 \overline{F})$,

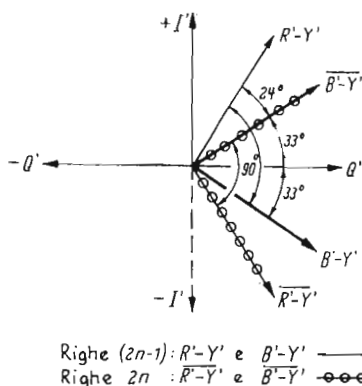



Fig. 10. - Assi di demodulazione delle linee dispari e pari col PAL_S per $R' - Y'$ e $B' - Y'$.

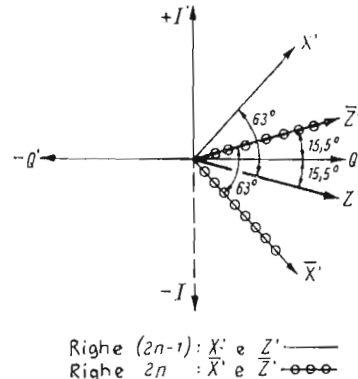



Fig. 11. - Assi di demodulazione col PAL_S per X' e Z'.

Fig. 9. - Diagramma vettoriale dei colori *PAL* sul vettorscopio.

Fig. 12. - Circuito per la riflessione della portante di riferimento per la demodulazione con $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$ col PAL_S. Principio facente uso della linea di ritardo.

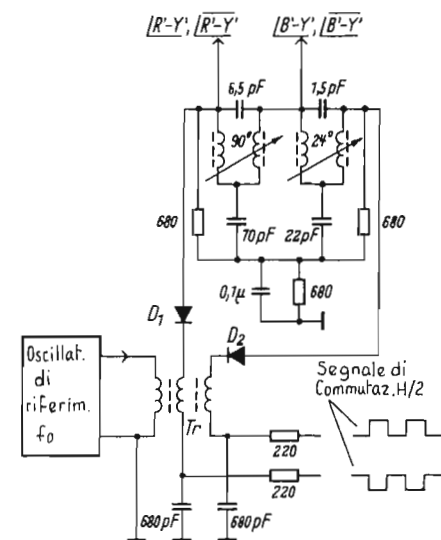
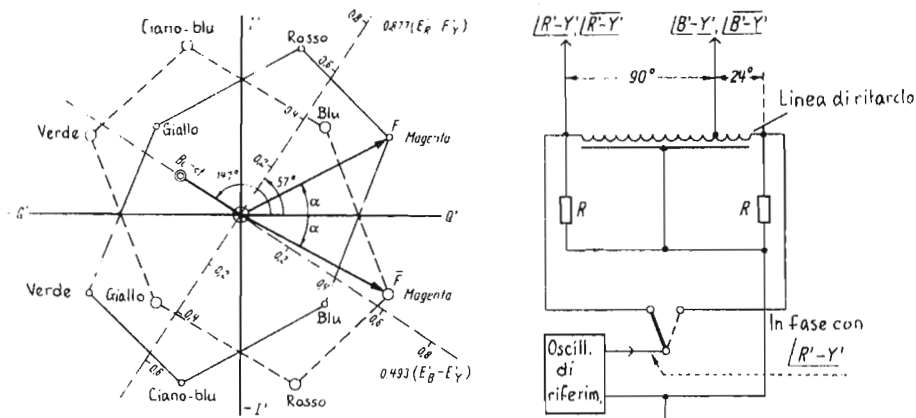



Fig. 13. - Circuito per la riflessione della frequenza portante per la demodulazione con $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$. Esecuzione con circuito passa-tutto.

dove F e $\overline{F}$ denotano i segnali di due righe successive ad a_1 rappresenta l'attenuazione introdotta dalla linea di ritardo. Sottraendo da questo segnale $(F + a_1 \overline{F})$ il segnale ritardato di ampiezza $(1 + a_1)$ F la prima volta, e di ampiezza $(1 - a_1)$ F la seconda volta, si ottiene il seguente risultato, supposto che il tempo di ritardo abbia la fase corretta:

$$F + a_1\overline{F} - (1 + a_1) F = a_1\overline{F} - a_1F = = -2\, a_1F_{I'}\,,$$

$$F + a_1\overline{F} - (1 - a_1) F = a_1\overline{F} - a_1F = = +2\, a_1F_{Q'}\,,$$

e da qui si ricavano anche i segnali desiderati I' e Q'. Per la prima realizzazione del nuovo principio del circuito si è avuta a disposizione solo una linea di ritardo un poco troppo breve, invece di una di lunghezza giusta. Perciò si è studiato un circuito (v. fig. 21 e 22), che permette di sottrarre il segnale non ritardato dal segnale composto al trasduttore (v. punto 3 in fig. 21) in modo che vi rimanga solo il segnale ritardato.

Per ottenere ciò, la risposta in frequenza del segnale non ritardato fornito da 2, viene combinato con quello del segnale non ritardato presente al punto 3 per mezzo di L_2 e C_1. Poichè il segnale non ritardato appare in 2 e 3 con segni opposti, la presa di R_C può essere disposta in quella posizione che elimina il segnale non ritardato. Così il solo segnale ritardato rimane presente. Errori minori di fase possono essere corretti accordando L_2. L'esatta regolazione della linea di ritardo d'altronde sarà effettuata, come si è fatto fino ad ora, per mezzo della linea di ritardo supplementare DL_2. In avvenire, quando la linea di ritardo dimezzata sarà disponibile con tolleranze solo molto piccole del tempo di ritardo, si ometterà la linea di ritardo DL_2. La rimanente parte del circuito corrisponde a quella dello schema che utilizza una linea di ritardo di lunghezza normale.

La fig. 22 mostra lo schema completo del circuito del primo studio sperimentale. Non si è fin qui presa alcuna cura per diminuire le spese per transistori o per altri elementi circuitali.

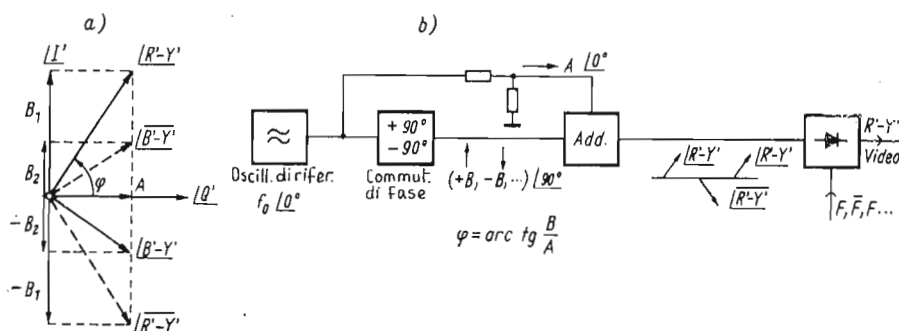
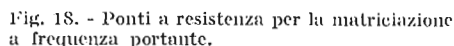
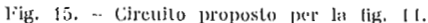



Fig. 14. - Diagramma degli indici e schema a blocchi di un altro circuito di riflessione della frequenza portante per la demodulazione con $(R' - Y')$ e $(B' - Y')$ col PAL_S.

Fig. 15. - Circuito proposto per la fig. 11.

Fig. 16. - Matriciazione a frequenza portante.

Fig. 18. - Ponti a resistenza per la matriciazione a frequenza portante.

5. - CIRCUITI DI DEMODULAZIONE PER PAL_{DL} CON L'INSERZIONE DELLA PORTANTE PRIMA DELLA LINEA DI RITARDO

Come si è già detto la demodulazione può essere ottenuta utilizzando demodulatori sincroni oppure normali rivelatori con iniezione della portante (l'ultimo sistema è adatto alla demodulazione sincrona). Si è dimostrato che è possibile fornire la portante di riferimento ai rivelatori attraverso il comune canale di crominanza prima della linea di ritardo, in un unico punto e con fasi diverse durante le linee susseguentisi.

La fig. 23 *a*) indica che la portante di riferimento può essere inserita in un più vasto campo di fasi, fra I' e Q' nei quattro quadranti.

Nel fare questo, la somma a frequenza portante (canale Q') delle componenti non ritardata e ritardata della portante di riferimento, darà come risultato un indice esattamente in direzione ($+Q'$) o ($-Q'$), se la fase della portante di riferimento è riflessa lungo l'asse Q' durante due linee successive. Supponendo che la portante A, di riferimento sia di fase $+\gamma$, $\overline{A}_1$ sarà di fase $\pm\gamma$ durante la linea successiva. Allora la portante composta A_2 all'uscita del circuito sommatore apparirà come $A_2 = 2\,A_1 \cos\gamma\ Q'$, che esprime l'esatta coincidenza di fase con Q', giusto quello che si voleva (7). Si deve solo avere cura di assicurarsi che A_2 superi sempre l'ampiezza di Q'max. Il diagramma vettoriale di fig. 23 *b*) è relativo al canale I'. In seguito alla sottrazione l'indice A_1 è stato invertito, ottenendo come risultato $A_3 = 2\,A_1 \operatorname{sen}\gamma\ I'$. Ciò esprime l'indice che è necessario per l'iniezione della portante nel rettificatore I'. Assumendo $\gamma = 45°$, A_2 e A_3 sono di uguale ampiezza. Questo caso richiede di commutare la fase della portante di $2 \times 45 = 90°$ nelle linee successive. In accordo con le leggi della riflessione la fase deve generalmente essere ruotata di 2γ. La realizzazione di un circuito pratico di riflessione della portante di riferimento può essere derivata per es. dalle fig. 14 e 15. Lo schema a blocchi di fig. 24 rappresenta il principio di demodulazione descritto. Le particolarità dello schema, come quello di richiedere una sola alimentazione della portante e quello di usare un semplice dispositivo di inversione della fase, possono condurre ad una riduzione di costi. Il circuito descritto in [3] per la rigenerazione della portante dal burst permette di risparmiare il commutatore elettronico con l'iniezione a 45° della portante, se dal trasmettitore viene irradiato uno speciale burst, che sia sfasato di 90° da riga a riga.

Riguardo al sistema di demodulazione descritto si deve qui solo tener presente che la demodulazione *PAL* può essere ottenuta anche attraverso altre vie diverse da quelle pubblicate finora.

6. - APPENDICE. - NUOVO MODO DI RICAVARE LA PORTANTE DI RIFERIMENTO DAL SEGNALE PORTANTE DI COLORE

Le rimanenti variazioni della saturazione dei colori col sistema *PAL* in seguito delle pendolazioni di fase possono essere eliminate, se si riesce a pilotare insieme sincronicamente in fase la portante di riferimento.

Se il segnale portante di colore nel ricevitore venisse liberato dalla modulazione di fase mediante la tinta di colore, la portante rimanente ancora modulata solo in ampiezza sarebbe adatta per sincronizzare nel senso su accennato un oscillatore a frequenza portante di riferimento.

Per l'*NTSC*, per contro, non si è fino ad oggi trovata alcuna soluzione.

Per il *PAL* con linea di ritardo viene qui indicato un sistema che è stato

(7) Ciò è vero nel 1° e 4° quadrante. Se si desidera iniettare la portante per il 2° o il 3° quadrante, la polarità corretta del segnale si ottiene semplicemente invertendo la polarità dei diodi rettificatori.

Fig. 17. - Schema a blocchi di un demodulatore $(R' - Y')$, $(B' - Y')$ per il PAL_S con l'uso della matrice di fig. 16.

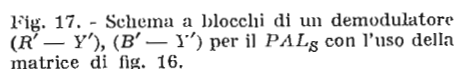
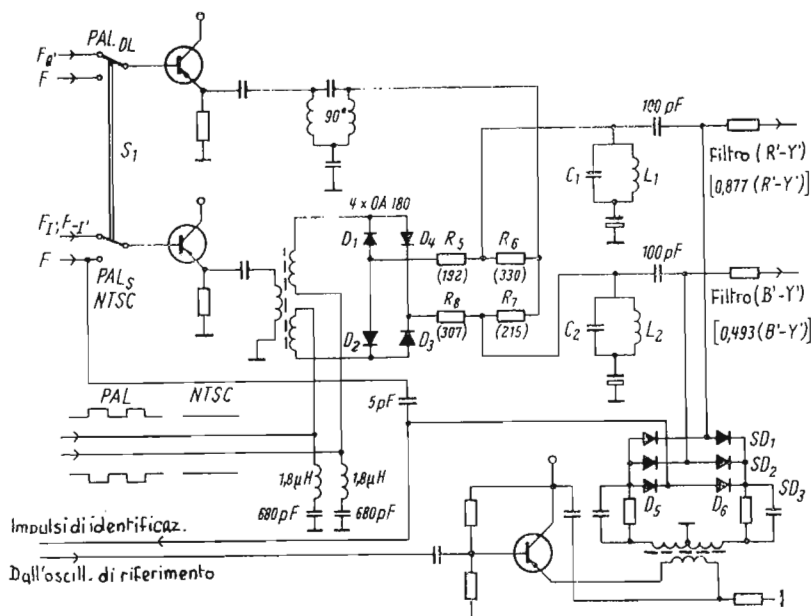



Fig. 19. - Schema generale PAL per demodulazione con $(B' - Y')$ e $(R' — Y')$, o con X' e Z', o anche con I' e Q' col PAL_{DL} (commutabile a PAL_S e a $NTSC$ a scopo di dimostrazione).

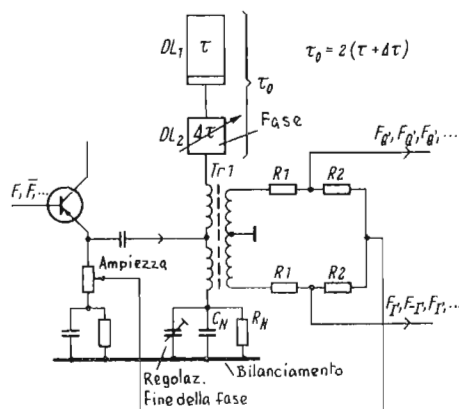



Fig. 20. - Demodulatore PAL_{DL} con linea di ritardo dimezzata e con circuito di collegamento a forchetta per la separazione del segnale entrante da quello uscente.

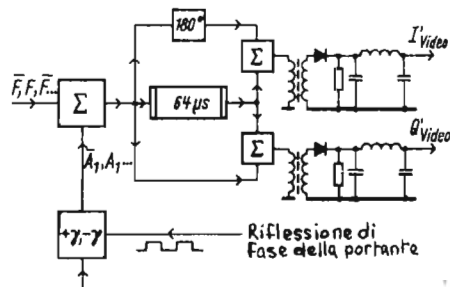



Fig. 24. - Schema a blocchi di un demodulatore PAL_S secondo la fig. 23.

sperimentato con molto successo. I segnali separati nel demodulatore colla linea di ritardo vengono utilizzati per la sincronizzazione della portante di riferimento.

Queste due portanti modulate in ampiezza e non più modulate in fase dalla tinta del colore, contengono ora solo le deviazioni di fase dell'errore, alle quali la portante di riferimento deve essere riferita.

In tal modo però esse non sono ancora adatte per la sincronizzazione, poichè tanto Q', quanto I' possono verificarsi positivamente e negativamente.

A un cambiamento di segno di Q', per es. (o di I') corrisponde una variazione di fase di 180° della relativa portante, che viene eliminata mediante un raddrizzamento di entrambe le semionde.

Con questa oscillazione a semionda $Q'(+)$ di frequenza doppia della portante di colore un oscillatore agganciato sulla frequenza portante di crominanza, può essere portato nella corretta fase.

Una imprecisione di π di un tale agganciamento a frequenza doppia viene eliminato mediante una fase iniziale provocata dal burst all'inizio di ciascuna riga, per es. un oscillatore di blocco e sblocco può venire avviato da esso, il quale oscillatore viene sincronizzato per la rimanente durata della riga da un'oscillazione di semionda derivata dal segnale di colore.

La sua stabilità deve essere solo tale che esso non devii più di 180° durante una frazione piuttosto lunga della durata della riga.

I circuiti attualmente realizzati contengono un oscillatore LC ad oscillazione persistente, al quale per l'agganciamento, oltre al segnale di semionda, viene applicato il burst originario di ampiezza sufficiente per una precisa correzione di fase.

Affinchè questo oscillatore venga agganciato con sufficiente rapidità, per es. nel caso di una fase differenziale, esso non deve avere un alto coefficiente di risonanza (di bontà).

Per esempio si usano per la capacità del circuito, 1000 pF. Per assicurare una buona sincronizzazione di fase con ogni tinta di colore è necessario derivare un segnale di semionda sia da Q', sia da I' e sommarli tra loro.

A questo scopo essi vengono portati nella stessa fase ritardando di 90° un segnale prima dell'addizione.

Il segnale risultante è quindi presente anche quando I' o Q' si annullano.

La sua ampiezza è proporzionale a $I' + Q'$. Una tensione somma ricavata da I' e Q' senza sfasatore di 90° e adatta per la sincronizzazione, può essere ottenuta quando in entrambi i raddrizzatori delle semionde i diodi vengano polarizzati in modo diverso.

Entrambe le curve di tensione alternata hanno quindi in linea di principio un andamento di fase costante e di conseguenza anche la loro somma.

La tensione applicata all'oscillatore agganciato è quindi una somma ricavata da un burst spostato in fase di 57° e $Q'_{(+)} + I'_{(-)}$. Una prova eseguita con modulazione artificiale di fase mediante un dente di sega a frequenza di riga nel codificatore da 0° fino al max 80° ha dato con questa estrema deviazione di fase per l'$NTSC$ figure inaccettabili, per il PAL ha

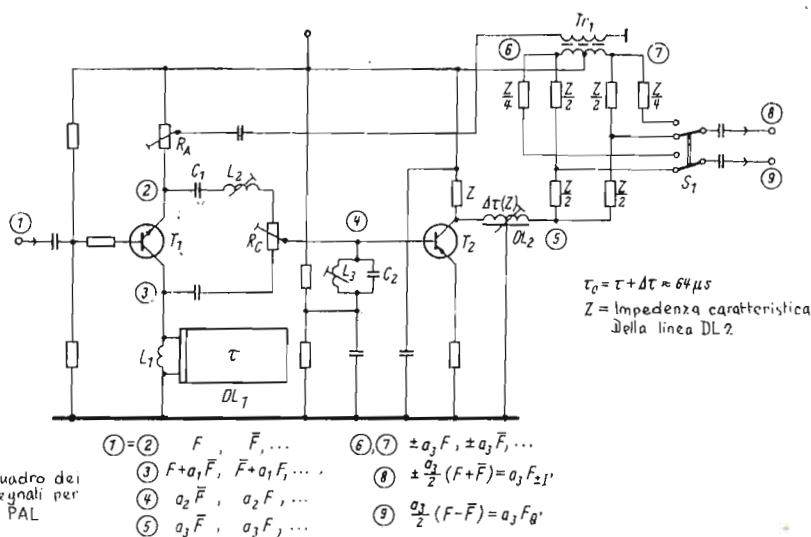



Fig. 21. - Demodulatore PAL_{DL} con linea di ritardo dimezzata, separazione di I' e Q' senza la separazione del segnale entrante e uscente.

dato, con un generatore a quarzo, desaturazione quasi fino alla perdita del colore, mentre col nuovo oscillatore ha dato una riproduzione del colore costante e perfetta.

Con questo ricevitore così detto « *PAL* perfetto » si risparmia, se non altro, la spesa del quarzo.

7. - BIBLIOGRAFIA

[1] EBU: *Dokument Com. T.* (E) 75.

[2] W. BRUCH: *Farbfernsehsystem — Überblick über das NTSC-SECAM — und PAL-System.* « Telefunken-Zeitung » Jg. 36 (1963) H. 1/2, S. 70...88.

[3] W. BRUCH: *Das PAL Farbfernsehsystem. Prinzipielle Grundlagen der Modulation un Demodulation.* « Nachrichtentechn. Z. » Jg. 17 (1964) (erscheint demnächst).

[4] W. SCHOLZ: *Verzögerungsleitungen fur den Laufzeitausgleich in Farbfernseh-Codier- und Decodiergeräten.* « Radiomentor » Jg. 30 (erscheint im Februar 1964).

[5] W. BRUCH: *Wahl eines Präzisionsoffsets fur den Farbhilfsträger im PAL-Farbfernsehsystem.* « Telefunken-Zeitung » Jg. 36 (1963) H. 1/2, S. 89...99.

[6] J. WOLF: *Zur Dimensionierung der Klemmschaltung.* « Elektron. Rundschau » Jg. 9 (1955) H. 2, S. 53...56.

[7] P. S. CARNT und G. B. TOWNSEND: *Colour-Television.* Iliffe Books Ltd., London (1961).

[8] *NTSC-Simple PAL Colour-Television Receiver.* RAI - Radiotelevisione Italiana, Laboratorio Ricerche (Okt. 1963).

[9] USA-Patent Nr. 2868872.

[10] W. BRUCH und E. DIRKS: *Die Synchronisierung der sequentiellen Umschaltung beim PAL-Farbfernsehsystem.* (erscheint demnächst in der « Telefunken-Zeitung »). A

Fig. 23. - Demodulazione PAL_{DL} con riflessione della portante prima della linea di ritardo.
a) Schema a blocchi e diagramma vettoriale della riflessione di fase della portante per il canale Q'.
b) Schema a blocchi e diagramma vettoriale della riflessione di fase della portante per il canale I'.

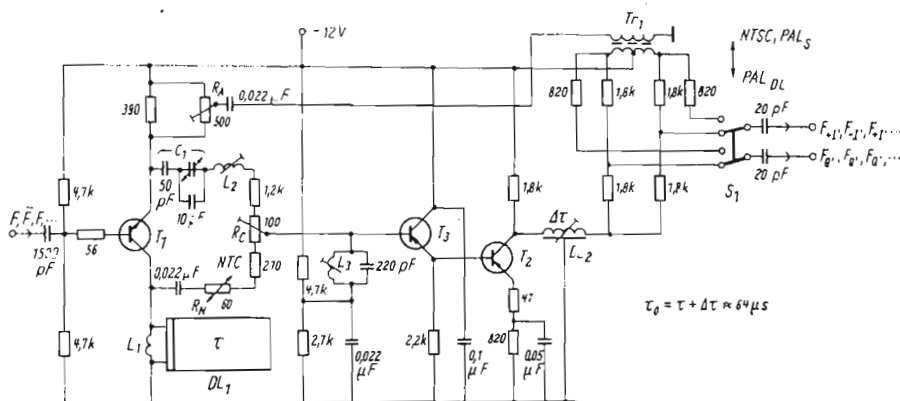



Fig. 22. - Circuito sviluppato successivamente a quello di fig. 21.

Autorizzazione al libero impiego di apparecchi ricetrasmittenti di piccola potenza

L'Ispettorato Generale Superiore delle Telecomunicazioni comunica quanto segue:
« La produzione su scala industriale e la conseguente immissione sul mercato di piccoli apparati radiotelefonici destinati a scopi ricreativi determinò la necessità di stabilire le caratteristiche tecniche a cui tali apparecchi avrebbero dovuto rispondere perchè ne fosse consentito il libero impiego senza far ricorso alla complessa procedura prevista dall'art. 251 del Codice P. T. per i ponti radio a uso privato.
Con nota XI-3-34617-217 del 16-1-1964 questa Direzione Centrale, fermo restando il principio per cui qualsiasi apparato sia pure di limitata potenza fosse soggetto a concessione Ministeriale ai sensi dell'art. 166 del Codice P. T., stabiliva che particolari autorizzazioni al libero impiego di piccoli apparati portatili potessero essere rilasciati a condizione che rispondessero a determinati requisiti tecnici e che il loro uso fosse limitato esclusivamente a scopi di gioco o svago.
Tali autorizzazioni sarebbero state rilasciate dopo la omologazione degli apparecchi da parte dell'Istituto Superiore P. T.
Inoltre, a pena di nullità dell'autorizzazione, sugli apparecchi in questione dovevano essere impresse le caratteristiche tecniche e doveva nello stesso tempo chiaramente risultare che trattavasi di giocattoli e che pertanto potevano essere adoperati per scopi puramente ricreativi.
Ciò premesso, poichè risulta alla scrivente che malgrado le disposizioni di cui sopra, radiotelefoni portatili del tipo di cui trattasi, vengono adoperati per usi diversi da quelli per i quali l'autorizzazione è stata rilasciata, si fa obbligo alle ditte costruttrici di imprimere sugli apparecchi autorizzati al libero impiego oltre le caratteristiche tecniche, anche la dicitura « giocattolo ».
Nel caso che apparecchi con gli estremi di cui sopra vengano adoperati per usi diversi da quelli di gioco o svago (ad es. scientifici, tecnici, sperimentali, didattici, commerciali, industriali, ecc.) l'utente sarà soggetto alle sanzioni penali previste dall'art. 178 del Codice P. T.
Con l'occasione si fa presente che le caratteristiche tecniche alle quali devono rispondere i ricetrasmettitori di piccola potenza per essere considerati giocattoli hanno subito alcune modifiche e pertanto risultano le seguenti:

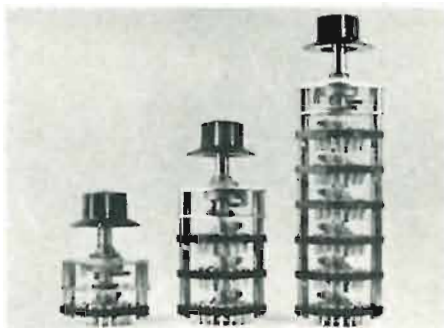
— frequenza di emissione 29,7 MHz;

— tipo di emissione: modulazione di frequenza e di ampiezza;

— la potenza massima assorbita dal circuito anodico dello stadio finale del trasmettitore non deve superare 10 mW in assenza di modulazione ». *(a.)*

Il Prof. Luigi Broglio illustra in una conferenza tenuta a Roma presso il C.N.R. i problemi scientifici e tecnici del progetto San Marco

Il giorno 14 maggio u.s., nella sede del Consiglio Nazionale delle Ricerche, il Prof. Luigi Broglio ha riferito sui risultati scientifici e tecnici finora raggiunti nello svolgimento del programma italiano di ricerche spaziali denominato « Progetto San Marco », che si svolge sotto la sua direzione. Alla conferenza hanno partecipato rappresentanti dei Ministeri interessati al programma, docenti universitari, tecnici del settore, esponenti dell'industria, addetti-stampa dei Paesi che svolgono ricerche spaziali e numerosi giornalisti, sia italiani che esteri.
La conferenza è stata aperta dal Prof. Giovanni Polvani, Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, il quale ha precisato come gli obbiettivi della conferenza consistessero nel riferire quale sia l'attuale situazione del « Progetto San Marco », dopo le esperienze finora compiute. Progetto, che se ha suscitato e suscita l'interesse scientifico e tecnico dell'Italia e degli altri Paesi, comporta un notevole impegno di lavoro, di denaro e di fatica per il raggiungimento della meta finale.
Il Prof. Polvani ha rilevato che il cammino finora percorso non è stato facile; è stato compiuto un primo passo orientativo e si è raggiunto un primo risultato quanto a conoscenza di elementi organizzativi, scientifici e di spesa. Si è formata, in tal modo, una prima pratica sui problemi che lo svolgimento del programma comporta e ci si trova ora in un momento di sosta, in cui vengono compiute constatazioni di bilancio intermedio, valide per l'opera compiuta dall'Italia, per gli scienziati e per i tecnici.
Il Prof. Polvani ha concluso questa prima parte della conferenza, ringraziando il Prof. Broglio, per l'opera svolta, e tutti coloro che hanno collaborato a questa grande impresa, che alla fine porterà notevole onore al nostro Paese; in fine, ha dato comunicazione che hanno espresso il proprio rammarico per non essere potuti intervenire, il Presidente del Consiglio dei Ministri, il Ministro della difesa, il Ministro dell'industria e del commercio, il Ministro della pubblica istruzione, il Ministro per il coordinamento della ricerca scientifica e tecnologica, il Ministro del tesoro ed altre Autorità.

Il Prof. Luigi Broglio ha iniziato la sua conferenza precisando che il Progetto San Marco è articolato in fasi, ciascuna delle quali rappresenta un esperimento o un ciclo di esperimenti spaziali a sè stante destinati a risolvere separatamente una

La Elcom di Northampton (England) annuncia di aver introdotto nel disegno dei suoi commutatori una modifica del sistema meccanico di posizionamento con la quale è stato possibile aumentare ulteriormente le già notevoli doti di sicurezza e durata di questi componenti.
Una prova di durata di 100.000 giri ha rivelato una variazione della resistenza di contatto assolutamente trascurabile, mentre tutte le altre caratteristiche sono rimaste invariate.
Questi commutatori sono disponibili in un modello standard e uno miniaturizzato, con portata di 1 A - 250 V c.a., fino a 6 banchi, 4 poli e 30 posizioni per banco. Essi vengono usati in quelle applicazioni (come apparecchiature telefoniche, strumenti di misura, apparecchiature radio-professionali) nelle quali è richiesta una sicurezza di esercizio e una durata di vita estremamente elevate in tutte le condizioni ambientali.
La Elcom è rappresentata in Italia dalla Bay & C. S.p.A., Milano.

frazione dei molti problemi che la novità e complessità del Progetto comporta. Questo modo di procedere trasforma l'*iter* del progetto in una specie di marcia a tappe verso il traguardo finale, delle quali circa la metà possono oggi dirsi compiute, cosicchè può essere utile a questo punto di mezzo-cammino voltarsi indietro a meditare sulla strada percorsa, illustrando i risultati più significativi conseguiti nelle tappe che il progetto ha fino ad oggi felicemente superato. L'esposizione è stata limitata agli aspetti scientifici e tecnici del progetto ed essa si riferisce, dunque, alle sole realizzazioni che hanno avuto il crisma del lancio spaziale, tralasciando tutto il rimanente notevolissimo lavoro che è stato compiuto in preparazione delle tappe future.

Il Progetto San Marco presenta alcuni lineamenti caratteristici che costituiscono la sua originalità e cioè, fra l'altro, la strumentazione del satellite per la misura diretta e continua della densità in un'atmosfera altamente rarefatta e poi il Poligono mobile San Marco con le sue straordinarie possibilità di utilizzazione delle distese oceaniche per lanci spaziali di ogni tipo, ivi compresa la preziosa orbita equatoriale.

La conferenza è stata divisa in tre parti. Nella prima parte è stata discussa la impostazione generale del progetto; la seconda è stata dedicata al satellite, ai lanci suborbitali ed ai risultati scientifici; nella terza è stato illustrato poi il Poligono mobile nei suoi due elementi fondamentali, la piattaforma di lancio Santa Rita e la centrale di lancio, controllo e telemisura alla luce dei risultati della recente operazione equatoriale al largo della costa del Kenya.

Soltanto due nazioni — l'Unione Sovietica e gli Stati Uniti di America — hanno oggi la disponibilità — ha rilevato il Prof. Broglio — di grandi vettori spaziali, così come esse sole posseggono Poligoni spaziali per il lancio di satelliti e il personale specializzato per le operazioni spaziali. Questa posizione di privilegio ha favorito in Russia e in America lo sviluppo accelerato delle tecnologie spaziali che, riflettendosi su tutti i settori della tecnologia e della industria, determinerà a breve scadenza un divario profondo tra la capacità industriale delle due nazioni nominate e quella dei rimanenti Paesi. Conscie di questa situazione, le nazioni dell'Europa Occidentale hanno creato organismi europei di cooperazione spaziale quali l'ESRO e l'ELDO che, in settori complementari hanno appunto lo scopo di porre le premesse affinché tra qualche anno anche l'Europa possa avere tutti i mezzi necessari per lo sviluppo della ricerca spaziale. Tuttavia, allo stato attuale dei fatti, quasiasi programma spaziale che abbia come fine la messa in orbita di un satellite deve necessariamente valersi della cooperazione russa o americana. Sul piano della realtà concreta sembra che il solo spiraglio in questa difficile situazione sia rappresentato dalle possibilità di cooperazione offerte dagli Stati Uniti attraverso l'Ente spaziale denominato NASA. La NASA, infatti, è autorizzata in determinati casi a stringere un accordo bilaterale con l'Ente scientifico e civile rappresentativo di un altro Paese, per lo sviluppo di un programma strettamente scientifico che può anche arrivare alla messa in orbita di un satellite. Varie nazioni -- tra le quali Inghilterra, Canada, Italia e Francia — si sono valse di questa possibilità di cooperazione spaziale ed hanno stretto accordi bilaterali con la NASA.

L'accordo bilaterale Italia-Stati Uniti, firmato a Roma il 5 settembre 1962 dall'On. Attilio Piccioni e dall'allora Vice-Presidente degli Stati Uniti Lyndon B. Johnson, ha appunto come oggetto la realizzazione del progetto San Marco. Esiste, tuttavia, una certa differenza tra gli accordi bilaterali fra la NASA e gli altri Paesi nominati e l'accordo per il Progetto San Marco, anche se tutti si riferiscono alla messa in orbita di un satellite scientifico. Nel caso degli altri Paesi l'accordo prevede che la nazione contraente realizzi unicamente il satellite scientifico mentre tutta l'operazione spaziale rimane responsabilità della NASA la quale lancia il satellite (che in genere comporta esperimenti complementari a quelli dei programmi NASA) da un Poligono americano, con un razzo americano e utilizzando personale specializzato americano.

Nel Programma San Marco si tratta invece di lanciare un satellite italiano da un Poligono spaziale italiano utilizzando personale specializzato italiano, cosicchè la responsabilità della operazione spaziale è italiana, mentre la NASA fornisce gratuitamente tutti i razzi vettori necessari alle varie fasi delle operazioni, tutte le informazioni tecniche necessarie allo sviluppo del programma, ed infine cura la preparazione del personale italiano da specializzarsi per le operazioni di lancio.

Ciò significa che il Programma San Marco è un vasto disegno di cooperazione italo-americano per il progresso accelerato del nostro Paese in quasi tutti i settori spaziali: quello scientifico, quello tecnologico, quello operativo; disegno che va dalla costruzione del satellite a quella delle basi di lancio e della loro strumentazione ed è premessa indispensabile affinchè la nostra industria possa partecipare al più presto con piena efficienza ai programmi di cooperazione europea già nominati. Parlare degli aspetti scientifici e tecnici del Progetto San Marco significa anche parlare del Centro Ricerche Aerospaziali di Roma, che è un laboratorio universitario sorto dalla collaborazione tra l'Università di Roma e l'Aeronautica militare italiana con lo scopo specifico di contribuire al progresso della scienza e della

tecnologia aerospaziale nel nostro Paese. Il Centro Ricerche Aerospaziali è il primo laboratorio europeo che abbia progettato e costruito un satellite e che per primo lo abbia lanciato in volo sub-orbitale ed è l'unico laboratorio fuori dei confini dell'Unione Sovietica e degli Stati Uniti di America, che possegga l'attrezzatura a terra per provare un satellite scientifico in condizioni simulate di volo spaziale, come è necessario prima di qualsiasi lancio orbitale e sub-orbitale.

Il Centro Ricerche Aerospaziali, sotto la direzione del Prof. Broglio, ha concepito e sviluppato in via preliminare il progetto San Marco sin dalla primavera-estate del 1961. Il consiglio Nazionale delle Ricerche, sotto la presidenza del Prof. Giovanni Polvani, dopo aver ottenuto dal Governo italiano l'approvazione del progetto nell'agosto del 1961 ed il finanziamento dello stesso nel gennaio del '63 con una legge speciale che non tocca i finanziamenti ordinari e straordinari del C.N.R., pur mantenendo la direzione e l'amministrazione del San Marco, ha devoluto al Centro Ricerche Aerospaziali alcuni compiti scientifici e tecnici, che comprendono in particolare il coordinamento della intera progettazione, la progettazione, sviluppo e costruzione del satellite, le operazioni di lancio.

Nella seconda parte della conferenza il Professor Broglio, dopo aver passato in rassegna i metodi in uso per la misura attiva e passiva della densità atmosferica, ha illustrato la strumentazione speciale del San Marco e cioè appunto la bilancia per la misura della densità.

Sono stati indicati i limiti di precisione della bilancia che consentono misure della densità dai 180 ai 400 km di quota e sono stati presentati i risultati scientifici ottenuti nella misurazione della densità ottenuta nel lancio sub-orbitale del 2 agosto 1963. Questi risultati appaiono, fino alla quota di 130 km, in buon accordo con i modelli teorici-sperimentali di densità esistenti fino a tale quota. Il prof. Broglio ha ricordato che la concezione, il progetto e la costruzione del satellite e della sua intera strumentazione sono dovuti al Centro Ricerche Aerospaziali di Roma.

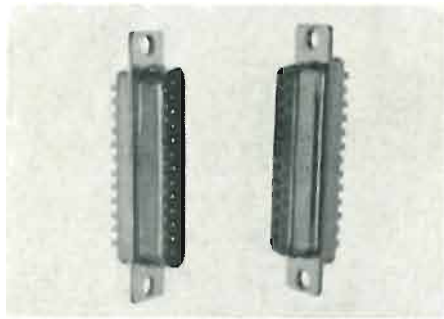
È stata, infine, indicata la possibilità che il lancio orbitale dell'Equatore sia preceduto forse entro l'anno, da un lancio pure orbitale del San Marco da una base terrestre eseguito dal personale italiano. Questo lancio orbitale di prova porterà probabilmente il satellite a passare sull'Italia, mentre questo non sarà ovviamente possibile per il lancio orbitale finale dell'Equatore.

Nella terza parte della conferenza il Professor Broglio ha illustrato anzitutto l'importanza delle orbite equatoriali per vari problemi scientifici e applicativi e ha indicato il Poligono San Marco come una possibile soluzione anche in campo europeo per la realizzazione di tale orbita. Ha messo in evidenza l'interesse di tale soluzione in relazione ai satelliti sincroni per telecomunicazioni. Il Poligono San Marco usato nella recente operazione equatoriale nell'Oceano Indiano è stato descritto nelle sue varie componenti. Sono stati anche presentati alcuni risultati preliminari di materia scientifica ottenuti in tale operazione. Il prof. Broglio ha ricordato che obbiettivo essenziale dell'operazione equatoriale è stato quello di sperimentare l'efficienza di questo nuovo tipo di Poligono in ambiente equatoriale e a grandissima distanza dalla base di partenza.

In conclusione, il Progetto San Marco ha finora superato due tappe fondamentali: la prima tappa, costituita da lanci sub-orbitali dal Poligono NASA di Wallops, ha dimostrato l'efficienza della strumentazione scientifica e del progetto meccanico ed elettronico del satellite; la seconda tappa, costituita da tre lanci al largo della costa del Kenya, ha dimostrato la piena efficienza operativa del Poligono mobile italiano in ambiente equatoriale.

Il Prof. Polvani ha concluso la conferenza ringraziando il Prof. Broglio della descrizione delle caratteristiche del Progetto San Marco ed esprimendo il suo riconoscimento per l'impegno posto dal Prof. Broglio e dai suoi collaboratori — tutti giovanissimi — nella ideazione, preparazione e realizzazione dell'impresa spaziale italiana.

Il Prof. Polvani ha voluto aggiungere un ringraziamento per l'apporto offerto al Programma San Marco dalle autorità degli Stati Uniti e da quelle italiane, particolarmente dal Ministro della difesa.

(*i.s.*)

La CARR FASTENER annuncia un nuovo connettore sub-miniatura previsto per impieghi professionali che richiedono la massima sicurezza di funzionamento unitamente a ingombro e peso ridotto. La parte isolante è in nylon, ed i contatti hanno una placcatura in oro sopra uno strato d'argento. La corrente è di 5 A per ogni contatto, con tensione di lavoro di 750 V c.c. La serie, comprendente tipi a 9 - 15 - 25 - 37 - 50 contatti, è stata omologata per impiego sulle apparecchiature delle Forze Armate Inglesi.
La CARR FASTENER COMPANY LTD. di Stapleford, England, è rappresentata in Italia dalla società BAY & C. S.p.A., Milano.

Un cavo transcontinentale negli Stati Uniti potrà trasmettere 9.000 conversazioni telefoniche contemporanee

La ditta WESTERN ELECTRIC sta collocando in sito un nuovissimo cavo sotterraneo transcontinentale che attraversa da est a ovest l'intero territorio degli Stati Uniti. Il cavo coassiale impiegato rappresenta una delle meraviglie della tecnica moderna nel settore delle comunicazioni via filo e viene costruito esclusivamente negli stabilimenti di Baltimora della WESTERN ELECTRIC, al ritmo di circa 15 chilometri al giorno. La posa in opera dei semila chilometri di cavo, comprendenti 959 stazioni ripetitrici e 9 centri di smistamento, sarà ultimata alla fine del 1964. Il cavo sarà in grado di trasmettere contemporaneamente 9.000 conversazioni telefoniche, oppure 12 programmi televisivi e 3.900 conversazioni telefoniche.

(*f.f.*)

dott. ing. Paolo Quercia

Un saccarimetro elettronico*

L'apparato misura la rotazione del piano di polarizzazione di un raggio luminoso provocato da una soluzione zuccherina, fornendo direttamente i risultati numerici luminosi mediante tubi « Nixie ».
Il saccarimetro elettronico, lavorante con luce bianca, permette di apprezzare 1/20 di grado zuccherino, estendendosi la portata dello strumento fino a 100 gradi.
L'uscita può essere connessa ad un registratore.
Le prestazioni dello strumento, sono analoghe a quelle di un saccarimetro classico adoperato nell'industria.

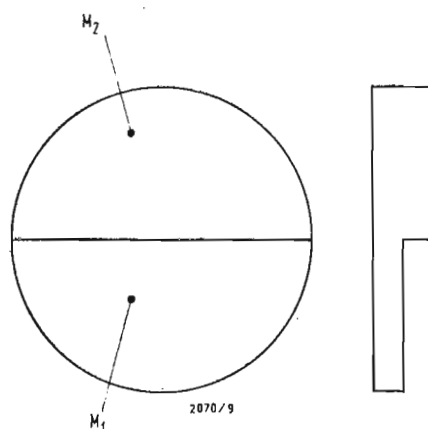



Fig. 2 - Il modulatore M è costituito da due lamine M_1 ed M_2 di quarzo della forma indicata e di spessore diverso.

(*) Il saccarimetro elettronico analizzato in queste pagine è realizzato dagli Stabilimenti Jobin-Yvon di Arcueil - Seine (Francia). Da *Electronique industrielle*, n. 66, settembre 1963 pag. 266.

1. - PARTI PRINCIPALI

Il saccarimetro elettronico è composto da tre parti principali: la parte ottica, la parte elettronica e la parte scrivente. Quest'ultima non è fondamentale.

La parte ottica, costituente il cuore dell'apparato, comprende tutti gli organi, attraversati dai raggi luminosi, di misura e di conteggio, nonché il meccanismo di spostamento del cuneo mobile ed il dispositivo di attacco dei tubi Nixie.

La parte elettronica è composta da un servomeccanismo e da un contatore bidirezionale.

Un registratore permette di fissare per iscritto i valori che compaiono sui tubi Nixie.

2. - L'OTTICA

In fig. 1 sono schematizzate le varei parti comprese in tale gruppo.

I raggi emessi da una sorgente luminosa bianca S sono raccolti dall'obiettivo O e vanno ad un prisma polarizzatore la cui posizione angolare è conosciuta.

Il fascio luminoso polarizzato attraversando il tubo E, riempito della soluzione zuccherina sotto esame, subisce una rotazione di fase. Il dispositivo compensatore C permette di ripristinare la rotazione di fase, per effetto della soluzione zuccherina, esattamente al valore iniziale.

Segue un prisma analizzatore A in seguito al quale è montato il fotomoltiplicatore di misura PM_1

Il compensatore C è composto da una lamina L e dai cunei K_1 e K_2 tagliati in quarzo perpendicolarmente all'asse principale.

La lamina L e il cuneo K_1 sono fissi, mentre il cuneo K_2 può essere spostato in senso longitudinale con una corsa di 25 mm. Il modulatore M, facente parte

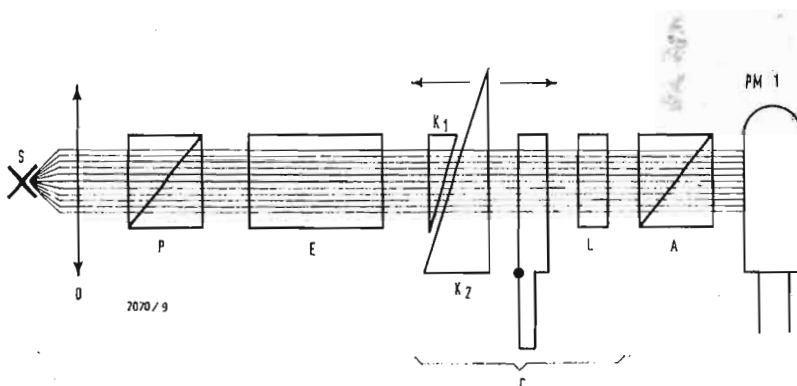



Fig. 1 - Schema di principio del gruppo ottico. I raggi uscenti da una sorgente di luce bianca S sono concentrati da una lente e dopo una prima polarizzatore P attraversano il tubo E riempito della soluzione da misurare. Uscendo da E, i raggi luminosi attraversano il gruppo compensatore C ed il primo analizzatore A e, finalmente cadono sul fotomoltiplicatore PM_1.

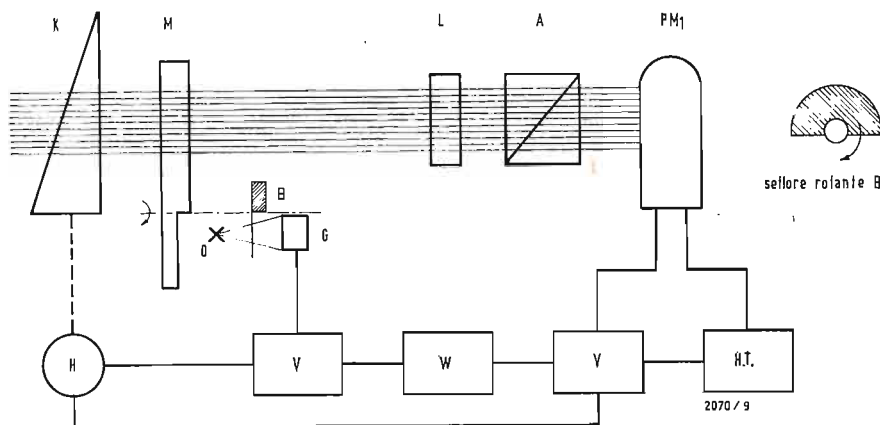



Fig. 4 - Il modulatore meccanico B è solidale al modulatore ottico A. I raggi luminosi provenienti dalla sorgente luminosa D, attraversando il modulatore B, cadono sul fotodiodo G. All'uscita del fotodiodo si ottiene un segnale elettrico rettangolare della stessa frequenza di quello che si ha all'uscita del fotomoltiplicatore PM_1. Dopo amplificazione in V e V' i segnali sono inviati a comandare la rotazione di un motore bifase.

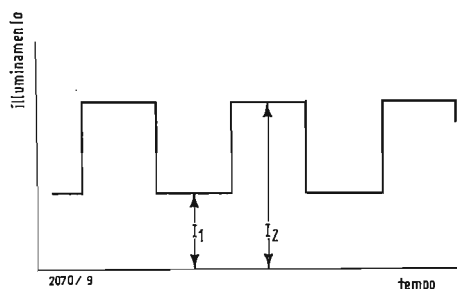



Fig. 3 - Variazione del segnale luminoso sul fotomoltiplicatore.

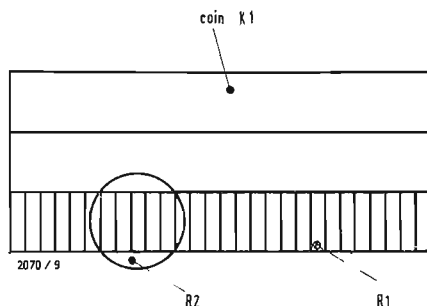



Fig. 5 - Il conteggio è ottenuto mediante due scale, R_1 mobile ed R_2 fissa costituite da una successione di tratti trasparenti ed opachi incisi su di una lastra di vetro.

sempre del gruppo compensatore C, è composto da un disco avente due diversi spessori M_1 ed M_2 ed è tagliata analogamente ai cunei K_1 e K_2 (fig. 2).

3. - FUNZIONAMENTO DELLO APPARATO

Supponiamo inizialmente immobile il modulatore M e sia inserita nel percorso dei raggi luminosi la lamella M_1. In assenza del campione E zuccherino da esaminare, è possibile trovare una posizione del cuneo K_1, in modo che la loro azione cumulativa sia nulla; quando questo avviene la rotazione del piano di polarizzazione della luce è nulla ed il prisma analizzatore A si oppone al passaggio della luce.

L'introduzione del campione zuccherino E da esaminare produce una rotazione di fase del piano di polarizzazione alternando le condizioni di compensazione precedenti.

Per compensare tale rotazione di fase occorre spostare il cuneo K_2. Naturalmente la rotazione di fase causata dalla soluzione zuccherina deve essere inferiore ai 100 gradi per rimanere entro la portata dello strumento.

Conferendo una rotazione al modulatore fig. 2 intorno all'asse passante per il centro del disco, i raggi luminosi saranno intercettati alternativamente dalla zona più spessa M_2 e dalla zona più fine M_1 ed il fotomoltiplicatore risulterà più o meno illuminato.

In fig. 3 è rappresentato l'andamento nel tempo del segnale luminoso che cade sul fotomoltiplicatore.

Esiste una ed una sola posizione del cuneo K_2 per cui si ha che l'intensità I_1 e I_2 del segnale è identica, cioè è uguale la quantità di luce che cade sul fotomoltiplicatore.

Quando si verificano le condizioni riportate, il servomeccanismo di spostamento del cuneo K_2 si arresta, bloccandolo in quella posizione.

4. - IL SERVOMECCANISMO.

Un modulatore meccanico B è connesso al modulatore ottico M (fig. 4). I raggi luminosi uscenti dalla sorgente D vengono intercettati dal settore ruotante di forma opportuna B (visibile in figura) cadono sul fotodiodo G producendo un segnale elettrico di forma rettangolare ed avente la stessa frequenza di quello prodotto dal fotomoltiplicatore PM_1. I due segnali sono sfasati fra di loro di 90°,

Dopo amplificazione rispettivamente in V e V' i due segnali, sono applicati ad un motore bifase; il segnale proveniente da G costituisce il riferimento mentre quello proveniente da PM_1 è il segnale di misura.

I due modulatori M e B sono calettati in modo che i due segnali dagli amplificatori V e V' si trovano in quadratura.

Il segnale proveniente da PM_1 si trova in anticipo od in ritardo di $\frac{\pi}{2}$ rispetto al segnale proveniente da G_1 secondo la scarsa od eccessiva compensazione provocata dal cuneo K_1.

La rotazione del motore H è di senso tale che il segnale proveniente da PM_1 tende ad annullarla arrestando il motore.

L'alta tensione di alimentazione del fotomoltiplicatore è comandata dal segnale di uscita dall'amplificatore V; si riesce in tal modo limitare la cor-

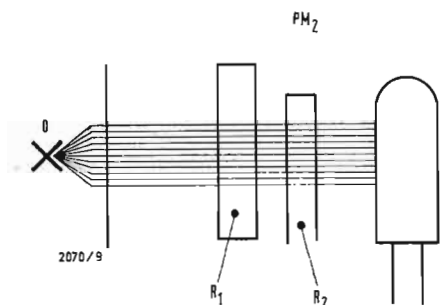



Fig. 6 - La sorgente luminosa *O* illumina le due scale R_1 e R_2. Le variazioni di luminosità che derivano dalle posizioni rispettive delle due scale, sono raccolte dal fotomoltiplicatore PM_2.

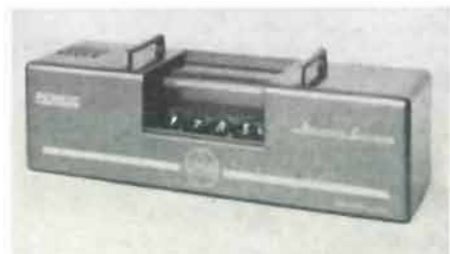



Fig. 8 - I risultati della misura sull'unità compaiono direttamente sui tubi Nixie.

rente nel fotomoltiplicatore ad un valore tale da non comprometterne la vita.

Forti valori di sovraccorrente possono infatti determinarsi con forti illuminazioni come ad esempio, durante l'introduzione del campione da misurare.

5. - IL SISTEMA DI CONTEGGIO

L'apparato di conteggio è costituito da due scale R_1 e R_2 riportate su vetro e formate da una successione di tratti trasparenti ed opachi (fig. 5).

La scala R_1 è accoppiata meccanicamente al cuneo K_1. Durante lo spostamento del cuneo, la scala R_1 si muove a sua volta rispetto alla scala R_2 fissa. Il passo della scala R_1, analogo a quello di R_2, è tale che un tratto corrisponde ad 1/20 di grado zuccherino, quando il tubo saccarimetrico è lungo 20 m.

Una sorgente luminosa *O* illumina (fig. 6), le due scale, distanti l'una dall'altra 0,5 mm.

Spostandosi la scala R_1 davanti alla scala R_2, si ottiene un massimo di luminosità tutte le volte che i tratti, successivamente trasparenti ed opachi, delle due scale si trovano in coincidenza questa volta, con le parti opache dell'altra.

Le variazioni di luminosità che ne conseguono sono raccolte dal fotomoltiplicatore PM_2 che le trasforma in variazioni elettriche. Tali impulsi elettrici sono trasmessi ad un contatore binario ad anello a quattro unità, completamente transistorizzato.

Gli impulsi di conteggio provenienti dal fotomoltiplicatore PM_2, dopo uno stadio formatore, entrano in una catena di multivibratori bistabili, montati in cascata (fig. 7).

6. - FUNZIONAMENTO

Supponiamo che il contatore segni zero non avendo introdotto il campione di saccarosio da esaminare, ed il cuneo K_1 sia in posizione di equilibrio.

Introducendo ora il tubo contenente il saccarosio, di cui si vuol conoscere il grado zuccherino, la posizione di equilibrio risulta alterata.

Il cuneo K_1 si pone in movimento, trascinando solidamente la scala R_1, fino ad ottenere una nuova posizione di equilibrio. Nel suo spostamento la scala R_1, muovendosi davanti ad R_2, tramite il fotomoltiplicatore PM_2 modula impulsi elettrici che sono contati dal gruppo elettronico apposito (fig. 7) e quindi registrati sui tubi Nixie.

Il risultato letto sui tubi Nixie è espresso in ventesimi di gradi zuccherini.

Un semplicissimo dispositivo meccanico permette di tenere conto del senso di rotazione del motore *H* e fare funzionare l'intero dispositivo come contatore o come sottratore.

In fig. 8 è riportata la vista di insieme del saccarimetro su cui compare il risultato della misura.

A

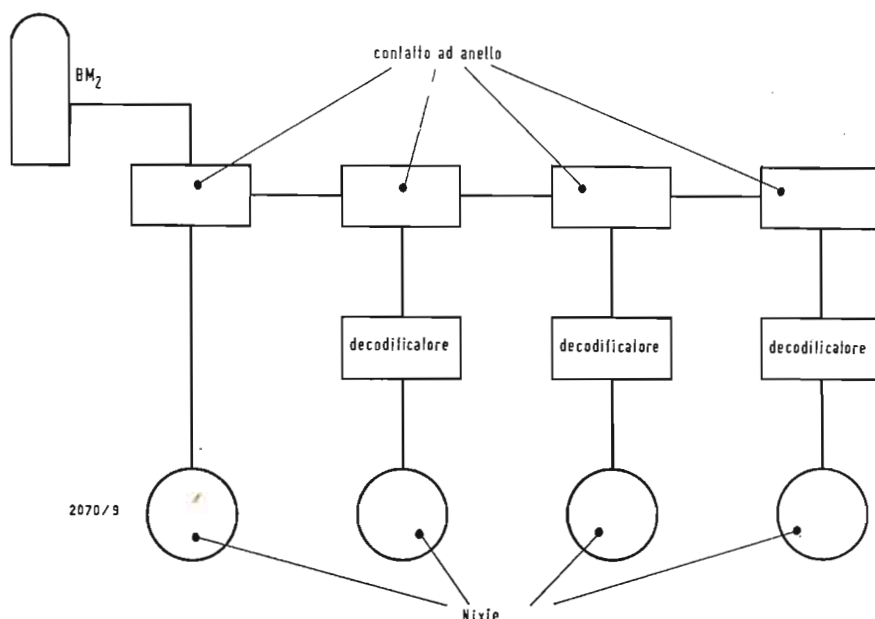



Fig. 7 - I segnali elettrici uscenti da PM_2 sono inviati ad un gruppo di conteggio ad anello, a quattro unità, totalmente transistorizzato.

Un sistema di comunicazione dei dati ad alta velocità attraverso linee telefoniche

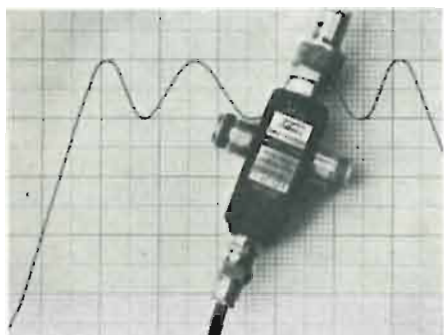
È stata data notizia della realizzazione di un nuovo economico sistema di comunicazione dei dati ad alta velocità. Il sistema denominato Univac Data Line Terminal (Type 1), è imperniato sull'elaboratore a basso costo Univac 1004, che viene posto in grado di trasmettere e ricevere informazioni concernenti problemi scientifici, tecnici o commerciali attraverso le comuni linee telefoniche. In una recente dimostrazione, l'elaboratore, a New York, era stato messo in collegamento, con un altro Univac 1004 situato presso un analogo Centro di Washington. Il sistema di comunicazione abilita inoltre l'Univac 1004 a porsi in collegamento con l'Univac 1107 a memoria pellicolare e con l'Univac 490 « real time », i due elaboratori di grande capacità.

È previsto che nei prossimi cinque anni almeno il 50% di tutti gli elaboratori dovranno usare una qualche forma di comunicazione dei dati. L'Univac Data Line Terminal può perciò efficacemente contribuire ad elevare tale percentuale offrendo un sistema di comunicazioni a prezzo maggiormente contenuto per utenti di medie e piccole dimensioni.

Si tratta di un sistema di uso generale particolarmente idoneo alle esigenze ella comunicazione e dell'elaborazione dei dati di numerosi tipi di aziende. Le medie e piccole aziende potranno utilizzare il sistema per le comunicazioni e l'elaborazione dei dati sia presso la sede centrale dell'Azienda sia nelle sedi periferiche. Se l'utente già dispone di un complesso centralizzato per l'elaborazione elettronica di grandi o medie dimensioni può servirsi dell'Univac Data Line Terminal per la trasmissione dei dati da punti periferici al complesso centrale. Il 1004 può inoltre affiancarsi ai più ampi complessi elaborativi per espletare determinati lavori che sarebbe meno economico far svolgere all'elaboratore di maggiori dimensioni.

Il nuovo Sistema si adatta agli attuali utenti di impianti convenzionali per schede perforate che sentano la necessità di servirsi di mezzi dotati di più elevata efficienza e di più larghe capacità oltrechè di un rapido sistema di comunicazione dei dati.

L'Univac Data Line Terminal può utilizzare linee telefoniche appositamente riservate oppure servirsi di quelle di uso comune. La comunicazione tra due Univac 1004 si stabilisce con una semplice chiamata telefonica. I dati trasmessi possono consistere in informazioni lette da schede perforate, in dati immagazzinati nella memoria dell'elaboratore, in dati generati dalla programmazione o in dati calcolati dall'elaboratore stesso. Un Univac 1004 inserito in un Data Line Terminal può stampare e perforare i dati che sta trasmettendo e può ricevere dati da un altro 1004 o da un Univac 490 o da un Univac 1107. I dati ricevuti possono venir stampati, oppure perforati su schede per la successiva elaborazione automatica.

(*i.s.*)

La TELONIC ENG. CO. ha recentemente posto sul mercato un misuratore di Ros di alta precisione denominato Rho-tector. Si tratta in sostanza di un comparatore di impedenza di alta precisione adatto a funzionare tra 1 MHz e 1 GHz.

Un nuovo sistema di controllo elettronico del traffico aereo

La FAA (Federal Aviation Agency), l'ufficio del Governo degli Stati Uniti preposto all'aeronautica civile, ha in corso di attuazione, con la collaborazione della Divisione UNIVAC della SPERRY RAND CORP., un nuovo sistema di controllo elettronico del traffico aereo che fornirà la precisa identificazione e ubicazione su tre dimensioni di tutta la flotta aerea entro una determinata zona.

Il contratto tra la FAA e l'UNIVAC prevede la fornitura di due eleboratori elettronici Univac 1218 e dei relativi dispositivi periferici nonchè di un subsystem 1004. Il sistema, che è denominato ARTS (Advanced Radar Traffic Control System), determinerà l'esatta posizione del momento e quella prevista per ogni aereo, in base alla velocità e alla rotta, proiettandole su un apposito video. Si potranno seguire in tal modo fino a 100 rotte contemporaneamente. Il sistema, inoltre, decifrerà i segnali luminosi emessi dagli aerei in volo, identificando così gli apparecchi e la loro altitudine.

Tra l'altro, il sistema prevede la designazione automatica sul video dell'aereo del quale in quel momento si sta seguendo la rotta. Se non si captano i segnali provenienti dal radar e quelli luminosi emessi dall'aereo, il sistema continuerà a prevedere la posizione dell'aereo stesso, ponendo in allarme il controllore.

Uno dei due elaboratori Univac 1218 elaborerà i dati provenienti dal radar e quelli luminosi dell'aereo, l'altro 1218 verrà impiegato per produrre informazioni su un dispositivo di esposizione visiva. Entrambi avranno memorie a nuclei magnetici di 16.384 parole ciascuno.

La consegna dei macchinari alla base di Atalanta è prevista per marzo 1964, ma l'entrata in funzione del sistema dovrà aver luogo entro luglio.

Con questo primo impianto la FAA sarà in grado di constatare quale sarà in pratica il funzionamento del sistema. Le osservazioni e i rilievi potranno portare alla predisposizione di modelli altamente specializzati per tutti i compiti connessi alla sicurezza del traffico aereo.

(*i.s.*)

Una combinazione di ossigeno e di idrogeno individuata nello spazio con un radiotelescopio da scienziati americani

Per la prima volta, gli scienziati americani sono riusciti ad individuare nello spazio, tra le stelle, la presenza di idrogeno in combinazione con l'ossigeno.
Questa scoperta, oltre ad approfondire le conoscenze relative alla distribuzione e all'interazione della materia, potrà agevolare il compito degli scienziati che cercano di accertare la composizione dell'universo.
L'osservazione è stata fatta da un gruppo di ricercatori del Politecnico del Massachusetts a Cambridge (Massachusetts) con un radiotelescopio puntato su una fonte nota di segnali radio nell'universo. Il radiotelescopio ha captato onde radio assorbite in una maniera che, come è stato accertato sperimentalmente in laboratorio, sarebbe giustificata solo dalla presenza nello spazio di una combinazione di ossigeno ed idrogeno.
Questa combinazione comprende solo due dei tre atomi della molecola dell'acqua. Gli scienziati non escludono, peraltro, che, occasionalmente, un altro atomo di idrogeno si unisca alla combinazione per formare una molecola d'acqua. Si tratta della prima indicazione dell'eventuale esistenza di acqua nello spazio interstellare.
Inoltre, si tratta della prima rilevazione per mezzo di onde radio relativa ad elementi in forma combinata esistenti nello spazio. La presenza dell'idrogeno, di gran lunga il più abbondante elemento nello spazio cosmico, fu accertata solo nel 1951. La lunghezza d'onda dell'ormai famosa « linea dell'idrogeno » porta alla particolareggiata rilevazione delle strutture a spirale delle galassie.
Si prevede che la nuova scoperta avrà un analogo profondo influsso sulle ricerche astronomiche.

(*i.s.*)

Nuova realizzazione tecnica della Philips Italiana

Il Laboratorio di Applicazioni della PHILIPS italiana ha realizzato due apparati elettronici per l'azionamento dei motori a c.c.
Questi apparati trovano pratico impiego nelle macchine da stampa, rotocalco, blooming per laminatoi, macchine tessili, macchine utensili di precisione, ascensori (dove sostituiscono il gruppo Ward-Leonard) ed in tutti gli altri casi dove il controllo della velocità della coppia o della potenza risultano essere fondamentali ai fini dell'applicazione.
Gli apparati servono a comandare i motori a corrente continua a campo separato, ottenendo da questi tutta una serie di velocità comprese fra zero ed il pieno numero di giri. Il primo è costituito solamente dal pannello elettronico e dal quadro di potenza, esclusi i trasformatori e le protezioni ed è in grado di controllare i motori fino a 20 kW. Un particolare dispositivo permette di limitare gli eventuali sovraccarichi in corrente per cui il sistema, è, in questo senso, autoprotetto. Una realizzazione più particolareggiata è invece il secondo apparato. Qui l'azionamento è completo e comprende sia il trasformatore di rete che il quadro di potenza munito di dispositivi di protezione delle sovratensioni di fusibili per colpi di corrente eccezionali, di alimentatore per il campo del motore nonchè di teleruttori e degli organi usuali di collegamento alla linea trifase da 380 V.
Il circuito elettronico realizza le funzioni di controllo, quelle di protezione di corrente per sovraccarico, l'avviamento a tempo predeterminato corretto dalla limitazione di corrente, per carichi aventi un elevato PD^2. Esso realizza ancora lo staccarsi dell'alimentazione del campo del motore qualora questo rimanga fermo per più di un minuto, provvedendo a reinserirlo allorchè il motore viene avviato.
Il comando del gruppo si effettua tramite un pulsante di avviamento, un pulsante di arresto ed una manetta di predisposizione di velocità. Entrambi gli apparati, realizzati interamente con materiale elettronico Philips, montano nel quadro di potenza tre Thyristors (diodi controllati) che provvedono alla regolazione quali stadio finale.
L'applicazione di questi nuovi componenti permette di conferire all'azionamento un campo completo di variabilità nella velocità del motore potendo partire da velocità nulle contrariamente a quanto avviene nel classico azionamento ad amplificatori magnetici.
A richiesta la PHILIPS fornisce disegni e schemi di montaggio degli apparati. Questi azionamenti con l'aggiunta di alcuni organi di controllo attualmente in fase di realizzazione possono garantire la precisione della velocità al variare del carico e della tensione di linea entro l'1 % ed anche di più per applicazioni speciali. Sempre con dispositivi aggiuntivi il motore può frenare ed invertire rapidamente la marcia mandando l'energia di frenatura in rete (recupero).
Il dispositivo può essere realizzato con opportuni sistemi di controreazione per fornire una coppia rigorosamente costante anche al variare della velocità oppure potenza rigorosamente costante al variare della coppia richiesta dal carico e della velocità (problema degli aspi).

(*ph.*)

Calcolatore analogico completamente transistorizzato costruito dalla TELEFUNKEN AG, mod. RA 800.

TUBETTI DI MATERIALE PLASTICO DA APPLICARSI AL CORDONE TELEFONICO PER IMPEDIRNE L'ATTORCIGLIAMENTO ED ANCHE A SCOPO PUBBLICITARIO.
Panzavuota Giuseppe. (85-IT-6230)

DISTRIBUTORE ELETTRICO REALIZZATO IN FORMA DI UNA CATENA DI CONTEGGIO CON CONNESSIONE AD ANELLO.
Siemens und Halske Aktiengesellschaft. (85-IT-3030)

RELÈ PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE PER CAMPI DI ACCOPPIAMENTO IN IMPIANTI TELEFONICI.
Lo stesso. (85-IT-5930)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER CAMPI DI ACCOPPIAMENTO IN IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI SPECIALMENTE D'IMPIANTI TELEFONICI.
Lo stesso (85-IT-6830)

SELETTORE A COORDINATE I CUI COMPLESSI DI CONTATTI VENGONO AZIONATI PER VIA ELETTROMAGNETICA SPECIE PER IMPIANTI DI TELECOMUNICAZIONI.
Lo stesso. (85-IT-8130)

APPARECCHIO TELEFONICO DA TAVOLO O DA PARETE CON DISPOSITIVI INCORPORATI PER LA SEGNALAZIONE A DISTANZA DI FURTI INCENDI FUGHE DI GAS ECCESSI DI CALORE ECCESSI DI PRESSIONE E SIMILI.
Tomasi Ario. (86-IT-8330)

TRASDUTTORE ELETTROACUSTICO AD ARMATURA ANULARE.
Urmet Costruzioni Elettrotelefoniche Soc. p. Az. (86-IT-5330)

ORTICONOSCOPIO DI IMMAGINE.
English Electric Valve Company Ltd. (86-IT-3030)

DISPOSIZIONE DI CIRCUITI PER CORREGGERE LA CONVERGENZA DEI RAGGI ELETTRONICI NEI CINESCOPI PER TELEVISIONE A COLORI.
Fernsehe Gmbh. (86-IT-5830)

SISTEMA A BARRE PER L'OSSERVAZIONE OTTICA DI STRIE IN PARTICOLARE PER SISTEMI OTTICI MODULATORI DI LUCE A SCOPO DI PROIEZIONE TELEVISIVA SU GRANDE SCHERMO.
Gretener Edgar A. G. (86-IT-5630)

DISPOSITIVO PER IL COMANDO DELL'IMPIANTO SINCRONIZZANTE DEI COLORI DI UN RICEVITORE TELEVISIVO A COLORI.
Hazeltine Corporation. (86-IT-1430)

DISPOSITIVO DI AZIONAMENTO A MOTORE PER APPARECCHI SINTONIZZATORI DELLA TECNICA DELLE TELECOMUNICAZIONI IN PARTICOLARE PER SELETTORI DI CANALI VIDEO CON DISPOSITIVO ESPLORATORE E CON REGOLAZIONE DI FINE DEI CANALI TELEVISIVI A FUNZIONAMENTO AUTOMATICO.
N. S. F. Nurnberger Schraubenfabrik und Elektrowerk Gmbh. (86-IT-4530

RICEVITORE TELEVISIVO.
Radio Corporation of America. (86-IT-0030)

ELEMENTO DI COPERTO CON SPERONE PER L'INNESTO PORTA ANTENNA TV OTTENUTO DI PREFERENZA DALLO STAMPAGGIO DI RESINE TERMOPLASTICHE O TERMOINDURENTI RINFORZATE.
Verri Carlo. (87-IT-0630)

METODO DI FUNZIONAMENTO DI UN CINESCOPIO PER TELEVISIONE A COLORI E RICEVITORE E CINESCOPIO PER REALIZZARE TALE METODO.
Willer Color Television System Inc. (87-IT-5730)

RADIO RICEVITORE AZIMUTALE.
International Standard Electric Corporation. (87-IT-7530)

CONDUTTORE ELETTRICO IN NASTRO METALLICO E METODO PER FABBRICARLO.
American Machine and Foundry Company (65-IC-9933)

PERFEZIONAMENTI AD APPARECCHI PER SVOLGERE MATERIALE FLESSIBILE DA UN TAMBURO DI ALIMENTAZIONE.
British Insulated Callender's Cables Ltd. (65-IC-0633)

PERFEZIONAMENTO NEI METODI E NEI DISPOSITIVI AUTOMATICI DI AVVOLGIMENTO O BOBINATURA DI FILI METALLICI, PARTICOLARMENTE CAVI O FILI ELETTRICI ISOLATI.
General Engineering Co (Radcliffe) Ltd. (65-IC-4933)

LINEA ELETTRICA ISOLATA AD ELEMENTI PREFABBRICATI CON POSSIBILITÀ DI DERIVAZIONE IN QUALUNQUE PUNTO.
Graziadio Antonio e Capelli Vittorio (65-IC-3433)

PERFEZIONAMENTO A CAVI ELETTRICI SOTTOMARINI.
International Standard Electric Corporation (65-IC-6333)

DISPOSITIVO ELETTRICO DI REGOLAZIONE DELLA TESATURA DEI NASTRI PER MACCHINE FASCIATRICI DI CAVI ELETTRICI.
Pirelli S.p.A. (65-IC-1333)

PERFEZIONAMENTI A RESISTORI ELETTRICI ED ELEMENTI DI RISCALDAMENTO.
Baldwin Allen William (65-IC-0033)

ELEMENTO DI CIRCUITO ELETTRICO.
Indufi S.A. De Partecipations (65-IC-0333)

ELEMENTO DI RESISTENZA ELETTRICA E PROCEDIMENTO PER LA SUA PRODUZIONE.
Ruckelshaus John G. (66-IC-2233)

RESISTENZA ELETTRICA CORAZZATA SPECIALMENTE ADATTA PER RISCALDARE LIQUIDI AVENTE LA GUAINA DI PROTEZIONE ESTERNA COSTITUITA DA UNO STRATO METALLICO OTTENUTO MEDIANTE SCHOOPIZZAZIONE.
Sola Mario e Gibellini Erio (66-IC-3033)

PERFEZIONAMENTO AI MATERIALI FERROMAGNETICI.
Centre National de la Recherche Scientifique (66-IC-2433)

CONDENSATORE ELETTRICO E PROCEDIMENTO PER LA SUA FABBRICAZIONE.
Robert Bosch GmbH (66-IC-5733)

DISPOSITIVO FUNZIONANTE A MEZZO DI TRANSISTORI DESTINATI A SOSTITUIRE I SOCCORRITORI ELETTROMECCANICI E ALTRI ORGANI ANALOGHI.
Budts Lucien de Senigon de Roumefort Francois e Baligant Jeanne in de Senigon de Roumefort (66-IC-5533)

APPARECCHIO TRASLATORE DI SEGNALI PARTICOLARMENTE PER RADIO RICEVITORI MONITORI.
Culter Hammer Inc. (66-IC-7433)

LISTELLO DI RELÉ ELETTROMAGNETICO.
Siemens & Halske Aktiengesellschaft (66-IC-6933)

LAMPADA A PIÙ ELEMENTI DI SCHERMATURA
Glashuttenwerke Phonix GmbH Werk Konstein (66-IC-9033)

METODO PER PRODURRE UNO STRATO CHE DIFFONDE LA LUCE SU SUPERFICI DI VETRO SPECIALMENTE SULLA FACCIA INTERNA DI BULBI DI LAMPADINE ELETTRICHE.
Lumalampan Anticbolaget (67-IC-8033)

CHI DESIDERA COPIA DEI SUCCITATI BREVETTI PUÒ RIVOLGERSI
all'*Ufficio Tecnico Internazionale Brevetti*
« Ing. A. RACHELI & C. »
Viale San Michele del Carso, 4 - Milano (Italia)
Tel. 468914 - 486450

dott. ing. Giuseppe Baldan

Amplificatore d'antenna TV UHF a transistori*

I transistori, con il loro basso consumo di corrente, la lunga durata e sopratutto con il basso rumore proprio alle alte frequenze, hanno ora trovato un altro campo di impiego negli impianti comuni di antenna come amplificatori. Le linee, i collegamenti e le deviazioni vengono previste per tutta la gamma di frequenza da 0,15 a 790 MHz, invece gli amplificatori vengono oggi previsti in diverse esecuzioni adattate alle bande di frequenza che interessano le varie località. Se si vogliono utilizzare in pieno tutti i vantaggi offerti dai transistori si dovrà costruire tutta una serie di componenti sintonizzati sulle varie bande. In questo articolo illustreremo uno degli elementi più interessanti di tale serie, un amplificatore sintonizzabile per la gamma di frequenza da 470 a 790 MHz.

Fig. 1 - a) Schema di principio di un impianto di ricezione semplice.
b) Schema equivalente per la determinazione del rumore e della intermodulazione.
P_{SA} = Tensione di segnale disponibile all'antenna
T_A = Temperatura di rumore dell'antenna
L_1 = Attenuazione di linea da antenna ad amplificatore
L_2 = Attenuazione di linea da amplificatore a ricevitore
P_S = Potenza di segnale al ricevitore
F_2 = Fattore di rumore del ricevitore
T_0 = 290° K = Temperatura ambiente

(*) di H. Wohlgemuth e H. Rosch tradotto da *Radio Mentor*, settembre 1963, pag. 753.

1. - PREMESSE

L'amplificatore di un'antenna comune deve soddisfare a delle esigenze molto strette. Infatti esso, pur mantenendo il costo entro limiti accettabili, dovrebbe soddisfare le seguenti aspettative:

1. Lunga durata.
2. Basso consumo di corrente.
3. Alta sicurezza di funzionamento in condizioni ambientali molto variabili.
4. Basso apporto di rumore all'impianto di ricezione.
5. Bassa distorsione lineare e non lineare dei segnali.
6. Facilità di montaggio e di collegamento.

Le due prime aspettative vengono soddisfatte con il semplice impiego dei transistori, la terza richiede una accurata progettazione e prova del circuito. L'ultima aspettativa esige una accurata tecnica circuitale ed un montaggio semplificato al massimo.

Delle considerazioni più approfondite bisogna fare per quanto riguarda la necessità di costruire un amplificatore con basso rumore e bassa distorsione. Occorre prima di tutto tenere conto delle caratteristiche proprie del transistore impiegato. È inoltre indispensabile studiare accuratamente tutto l'impianto di ricezione, dall'antenna al ricevitore se si vuole ottenere un buon rapporto segnale-disturbo.

Consideriamo dapprima i limiti posti dal transistore:

La massima potenza di segnale ammessa all'uscita di un amplificatore $P_{a\ max}$, per esempio un amplificatore di canale per TV, si ottiene quando nel quadro non sono ancora visibili i disturbi provocati da distorsioni non lineari. Questa massima potenza in uscita dall'amplificatore di antenna stabilisce, una volta note le attenuazioni di tutti gli elementi di un impianto di antenna multiplo, la massima attenuazione dell'impianto e con ciò anche la sua dimensione e il numero degli utenti.

La minima potenza $P_{e\ min}$ in entrata nell'amplificatore viene fissata in base alle prescrizioni stabilite per il rapporto segnale-disturbo del segnale amplificato.

Rimane così definita una grandezza molto importante, l'amplificazione di potenza massima ottenibile con il transistore impiegato

$$G_{max} = P_{a\ max}/P_{e\ min} \qquad (1)$$

Un certo transistore viene quindi utilizzato al massimo solo se si ottiene questo valore dell'amplificazione con un numero intero di stadi. Un tale amplificatore non sarebbe però molto raccomandabile in pratica perchè esso verrebbe sovraccaricato già con delle potenze in entrata leggermente superiori a $P_{e\ min}$. Con dei circuiti di attenuazione all'entrata si potrebbe in verità evitare tale inconveniente, però, a parte gli altri svantaggi, questo artificio è da scartare per ragioni economiche. Appare quindi più conveniente avere a disposizione parecchi tipi di amplificatori con diverse amplificazioni da adattare di volta in volta al caso particolare. La minima differenza di amplificazione ottenibile corrisponde

Descrizione	Amplificatore sopra tetto		Amplificatore sotto tetto (*)		Impianto senza amplificatore
	uno stadio	due stadi	uno stadio	due stadi	
	1	2	3	4	5
G L_1	10 (10dB) 1,12 (0,5dB)	100 (20dB) 1,12	10 (10 dB) 1,62 (2,1dB)	100 (20dB) 1,62	1 (0dB) 1
$G^1 = \frac{G}{L_1 L_2}$	2,7	27	1,86	18,6	0,25
T_R (°K)	7232	46950	7209	46840	2905
Miglioramento del rapporto segnale/disturbo rispetto al caso 5	6,36	8,3	4,77	6,70	0

Per tutti e 5 gli esempi valgono le seguenti condizioni:
Temperatura di rumore dell'antenna $T_A = 300°$ K
Fattore di rumore del ricevitore $F_2 = 10$
Fattore di rumore dell'amplificatore $F_1 = 5$
Attenuazione di potenza $L_2 = 3,3$ (5,2 dB) per 20 m di cavo, $L_2 = 4,0$ (6dB) per il caso 5
(*) Con 6 metri di cavo fino all'amplificatore

all'amplificazione di un solo transistore. Se si vuole risolvere il problema con un solo tipo di amplificatore si ha la possibilità, se si ha un buon spianamento della curva di passaggio, di ottenere, l'amplificazione voluta collegando in serie un certo numero di elementi. Data la sua economicità questa soluzione è particolarmente interessante.

Per il dimensionamento di un tale elemento amplificatore occorre determinare l'amplificazione che permette, con il collegamento in serie, di risolvere nel modo più facile tutti i problemi di amplificazione.

Mentre la massima potenza del segnale in uscita (al fine di ottenere una certa distorsione di intermodulazione) dipende solo dalle caratteristiche del transistore impiegato, le caratteristiche dell'impianto di ricezione giocano un ruolo importante per quanto riguarda il dimensionamento dell'amplificatore al fine di ottenere una distanza di rumore ottima.

Il minimo impianto al quale un amplificatore di antenna può portare ancora dei vantaggi è l'impianto di ricezione per un solo utente. Se, a causa di una bassa intensità del campo di ricezione o di una linea di ricezione troppo lunga, non è possibile ricevere un segnale sufficientemente corretto, un amplificatore di antenna, posto vicino all'antenna, può migliorare molto la situazione. La fig. 1 *a* mostra lo schema di principio di un tale impianto e la fig. 1 *b* il circuito equivalente. Lo impianto è costituito da una antenna che alimenta l'amplificatore attraverso un traslatore simmetrico ed una breve linea. L'uscita dell'amplificatore viene collegata al ricevitore attraverso una seconda linea ed un secondo traslatore. L'attenuazione di potenza del traslatore di antenna e della linea dell'amplifi-

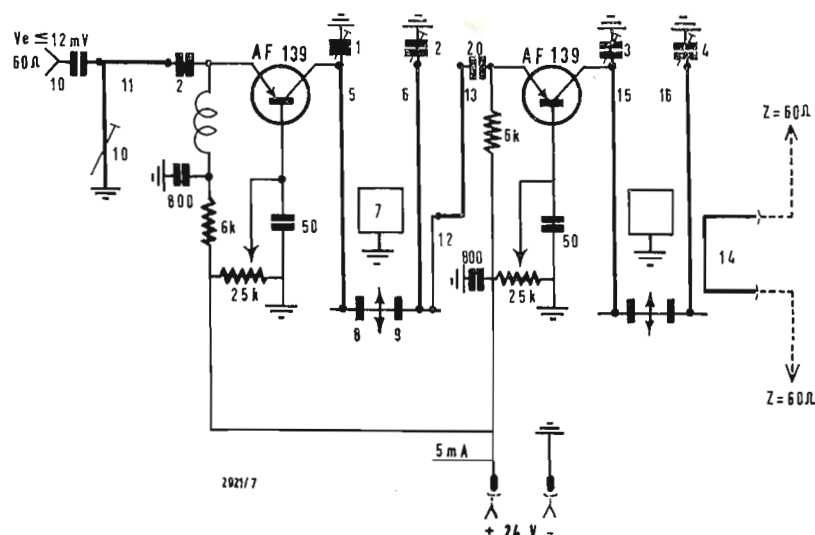



Fig. 2 - Circuito completo di un amplificatore di antenna a due stadi con i contatti ad innesto per l'alimentazione ed il segnale.

catore viene rappresentata mediante un quadripolo con attenuazione L_1.
L'amplificatore viene invece rappresentato mediante un quadripolo avente amplificazione G. La linea del ricevitore ed il relativo traslatore vengono rappresentati mediante il quadripolo con attenuazione L_2.
La distanza di rumore A_R viene definita mediante il rapporto fra la potenza di segnale e quella di rumore all'entrata del ricevitore:

$$A_R = P_S / P_R \qquad (2)$$

Le distanze di rumore di due diverse disposizioni possono venire confrontate facendo il loro rapporto.

$$A_{R1}\ A_{R2} = \frac{P_{S1}\ P_{R1}}{P_{S2} / P_{R2}} \qquad (3)$$

Se si suppone di avere la potenza di segnale P_{SA} nell'antenna si ottiene all'entrata del ricevitore la seguente potenza di segnale.

$$P_S = P_{SA}\ \frac{G}{L_1\ L_2} = P_{SA}\ G' \qquad (4)$$

G' rappresenta l'amplificazione totale fra antenna e ricevitore.

$$G' = \frac{G}{L_1\ L_2}$$

Il rapporto delle distanze di rumore delle due disposizioni è perciò uguale a

$$\frac{A_{R1}}{A_{R2}} = \frac{G'_1\ P_{R2}}{G_2'\ P_{R1}}$$

La potenza di rumore è in genere uguale a

$$P_R = K\ B T_R \qquad (5)$$

Il prodotto della costante di Boltzmann $k = 1{,}38 \times 10^{-23}$ Ws °K per la larghezza di banda B del sistema (an-

Fig. 3 - a) Costruzione piatta di un circuito a linea senza sostegno del conduttore centrale e senza lamierino di copertura.
TF = foglio di Teflon
FA = sintonizzazione fine
B, E, C = Terminali del transistore
b) Sezione trasversale della linea completa con anda nento del campo
c) Condensatore di sintonizzazione, adattato alla costruzione piatta, con alta variazione della capacità. Oltre alla guaina mobile se ne può montare una fissa.
TR = Tubo di Teflon.

Fig. 4 - Lo chassis dell'amplificatore ha le seguenti dimensioni: 160 × 85 × 12 mm.
a) I conduttori centrali vengono fissati sul piano della piastra di base mediante liste di polistirolo
b) Nell'amplificatore completo i lamierini di copertura hanno anche la funzione di conduttori esterni.

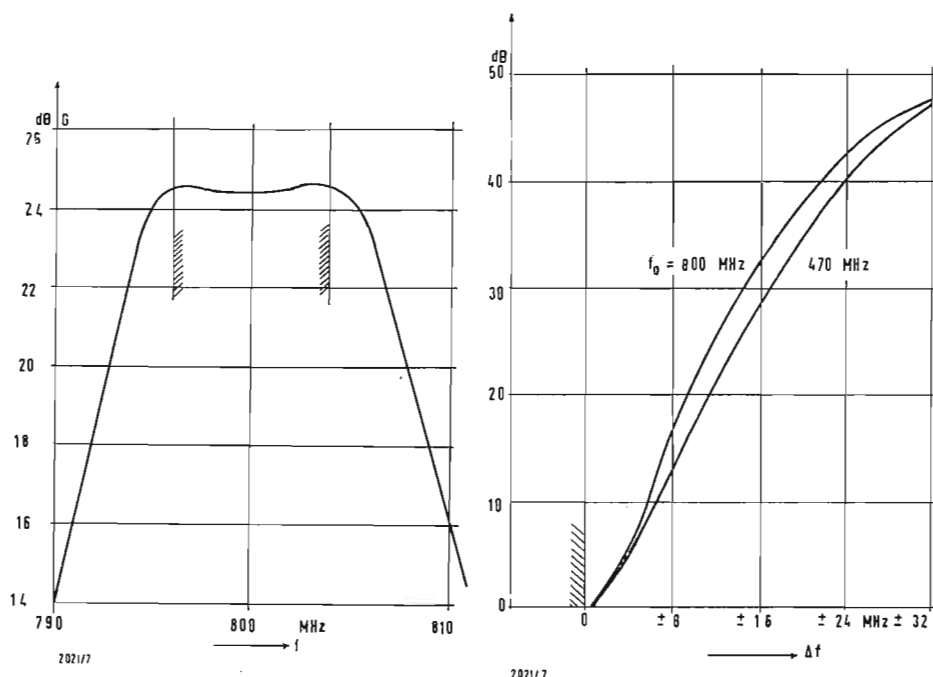



Fig. 6 - a) Curva di passaggio a 800 MHz, la larghezza del canale è rappresentata con il tratteggio.
b) Selettività rispetto al canale vicino a 800 e 470 MHz.

cora 5 MHz) è uguale per le due disposizioni. Si ottiene allora:

$$\frac{A_{R1}}{A_{R2}} = \frac{G_1' \, T_{R2}}{G_2' \, T_{R1}} \qquad (6)$$

Perciò per il confronto di due disposizioni basta conoscere le loro amplificazioni di potenza e le loro temperature di rumore riferite all'entrata del ricevitore.

La temperatura di rumore della disposizione tracciata nella fig. 1 è uguale a:

$$T_R = T_A \, G' + T_o \left[(L_1 - 1) \frac{G}{L_1 \, L_2} + (F_1 - 1) \frac{G}{L_2} + \frac{(L_2 - 1)}{L_2} + (F_2 - 1) \right] \qquad (7)$$

nella quale i simboli hanno il significato indicato nella fig. 1*b*.

Nella tabella 1 sono stati valutati quattro casi per vedere se un amplificatore con uno o due stadi può dare una soluzione razionale. Per verificare se si possono ottenere dei vantaggi montando un amplificatore direttamente sull'antenna, si considerò nei primi due casi come attenuazione di linea L_1 solo la perdita di potenza di un traslatore simmetrico da 0,5 dB corrispondente ad un fattore di 1,12. I casi 3 e 4 (montaggio sotto tetto) comprendono oltre a questa attenuazione anche quella di 6 m di cavo coassiale avente una attenuazione di 26 dB 100 m a 600 Hz, che corrisponde quindi ad un fattore L_1 = 1,62 (2,1 dB).

Per l'attenuazione L_2 si è considerato in tutti e quattro i casi un cavo lungo 20 m, quindi 5,2 dB ed un fattore di 3,3. Per il ricevitore si considerò un fattore di rumore di 10 che corrisponde alla qualità di un buon ricevitore attuale.

Gli esempi 1 e 2 (così come gli esempi 3 e 4) differiscono fra loro semplicemente per l'amplificazione di potenza. In 1 ed in 3 si ha una amplificazione di 10 dB (fattore 10), in 2 e 4 si ha invece una amplificazione di 20 dB (fattore 100). Il numero di rumore dell'amplificatore vale per tutti gli esempi 5 (corrispondente ad un rapporto segnale-disturbo di 7 dB).

Questi dati furono determinati nelle prove preparatorie a 600 MHz con il transistore AF 139.

Nella tabella 1 si possono confrontare i diversi casi (differenze di miglioramento nella distanza del rumore di riga) e trarre le seguenti conclusioni.

Confrontando i due amplificatori a doppio stadio (2 e 4) si nota un miglioramento di 1,6 dB a favore del montaggio sopratetto. D'altra parte l'amplificatore a due stadi sotto tetto è migliore di 0,34 dB rispetto a quello

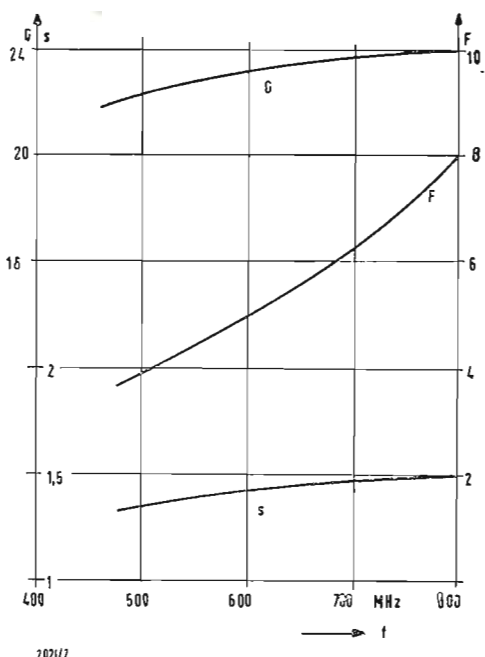



Fig. 5 - Amplificazione di potenza G, numero di rumore F e disadattamento all'entrata s in funzione della frequenza di sintonizzazione centrale.

ad uno stadio sopratetto (4 rispetto ad 1).
Il miglioramento del rumore, che si può ottenere in un impianto di ricezione, a parità di lunghezza della linea, con un amplificatore a transistori, dimostra quanto si era affermato precedentemente sulle caratteristiche di rumore dei transistori. Con un solo stadio sopra tetto si ottiene un miglioramento di 6,4 dB, con due stadi sotto tetto si arriva a 6,7 dB. Ciò significa, che per ottenere la stessa qualità dell'immagine senza amplificatore occorrerebbe una intensità di ricezione quattro volte maggiore.
Poichè l'amplificatore costituisce in pratica il componente elementare di una serie di amplificatori a transistori che devono servire per tutte le bande di frequenza, si è preferito il montaggio sotto tetto sopratutto per rendere più semplice il collegamento di tutti gli amplificatori all'uscita di questa unità a due stadi. Per le località nelle quali il livello di ricezione è sufficientemente elevato può essere conveniente montare un amplificatore ad un solo stadio. Questo tipo di amplificatore, a causa della sua minore amplificazione di potenza, anche con il montaggio più favorevole, ma con linee di ricevitore più lunghe, permette ancora di migliorare la qualità della ricezione in modo notevole.

2. - CARATTERISTICHE DELLO AMPLIFICATORE

Le caratteristiche dell'amplificatore poterono essere fissate corrispondentemente alle esigenze della nostra tecnica impiantistica in base ai valori elettrici ottenibili con il mesatransistore AF 139. Qui di seguito sono riportate tutte le condizioni richieste al transistore.

Equipaggiamento con transistori 2 × AF 139; Tensione di alimentazione 24 V cont.; Campo di frequenza variabile da 470 a 790 MHz; Larghezza di banda 8 MHz; Ondulazione della curva di passaggio all'interno della banda inferiore a ± 0,5 dB; Amplificazione di potenza minima 20 dB; Adattamento dell'entrata migliore di 1,5; Campo di temperatura da — 20 a + 70 °C.

Il sistema di accoppiamento e la selettività dell'amplificatore devono permettere di collegare, senza altri filtri, parecchie unità alla sua uscita, se la distanza fra le bande di frequenza di passaggio comprendono per lo meno una larghezza di 3 canali televisivi.
Dal punto di vista costruttivo si deve cercare di ottenere una forma sufficientemente piatta, corrispondente pressapoco alle dimensioni esterne delle piastre di amplificazione (a circuito stampato) per frequenze inferiori.
Sia l'alimentazione che i collegamenti per il segnale devono avvenire mediante spine di facile montaggio.

3. - CIRCUITO DELL'AMPLIFICATORE

La selettività dell'amplificatore necessaria per il collegamento all'uscita di più amplificatori, determina quanto si deve spendere per i circuiti sintonizzabili. Sia all'uscita dell'amplificatore, sia fra i due stadi si devono impiegare dei filtri di banda a due circuiti. Per ridurre al minimo l'effetto indesiderato delle perdite dei filtri si cercò di ottenere una alta qualità nei circuiti. L'alta selettività dell'amplificatore richiede una notevole costanza in funzione della temperatura, dei circuiti oscillanti e dei loro elementi di sintonizzazione.
La fig. 2 illustra lo schema completo dell'amplificatore. Le prese tratteggiate rappresentano l'alimentazione ed i collegamenti per il segnale.
Per mezzo del circuito costituito dai 2 pF e dalle due linee 10 e 11 si adatta l'entrata del transistore a 60 Ω. Le due linee 10 e 11 vengono ottenute direttamente dal circuito stampato, la linea 10 è regolabile. La tensione di alimentazione viene portata all'emettitore mediante una bobina.
L'alimentazione con 24 V in corrente continua permette di stabilizzare in modo ottimo il punto di funzionamento. Una grossa resistenza di emettitore protegge ciascun transistore contro qualsiasi sovraccorrente, anche nel caso di inversione di polarità dell'alimentazione. La base viene portata a massa, per le frequenze di segnale, mediante un condensatore da 50 pF. Nel circuito di collettore del primo transistore si trova un passabanda costituito dai due tronchi di linea a $\lambda/4$ 5 e 6 accorciati capacitativamente mediante i due condensatori 1 e 2. La sintonizzazione fine si può ottenere mediante i manicotti scorrevoli 8 e 9. Una linea a striscia di adatta impedenza caratteristica viene accoppiata con il secondo transistore e adattata dalla parte dell'entrata. La costruzione del secondo stadio è uguale a quella del primo. La spira di accoppiamento 14 costruita come accoppiatore di linea a lunghezza variabile ripartisce la potenza amplificata fra le due linee in uscita a 60 Ω. Al di fuori del canale sintonizzato (distanza 3 canali) la spira rappresenta una linea a striscia da 60 Ω non caricata, e permette quindi il passaggio indisturbato degli altri segnali. In tal modo si possono inserire nella linea di antenna più amplificatori per frequenze diverse senza pericolo che si disturbino a vicenda.

4. - MONTAGGIO MECCANICO

Le ridotte dimensioni del transistore AF 139 non permettono di impiegare in modo ottimo il montaggio con i circuiti a linea, normalmente impiegati negli amplificatori a valvole. Tale sistema costruttivo con conduttore interno tondo o piatto e conduttore esterno a tubo rettangolare porta a delle linee inutilmente lunghe nel caso di transistori non costruiti in tecnica coassiale. È inoltre quasi impossibile evitare che il transistore o i suoi elettrodi cadano nel campo magnetico delle linee coassiali. Conseguentemente possono aversi delle notevoli trasformazioni delle impedenze interne del transistore rispetto ai punti di collegamento esterni. I valori di impedenza trasformati dipendono dal punto di lavoro del transistore e rendono difficile un buon dimensionamento. In particolare i terminali del transistore che cadono nel campo delle linee coassiali possono dare luogo a degli accoppiamenti imprevisti fra collettore ed emettitore che possono compromettere la stabilità dell'amplificatore.
In base a queste considerazioni ed al desiderio di ottenere un complesso possibilmente piatto si arrivò ai circuiti di linea di nuova concezione illustrati nella fig. 3. Da una piastra metallica di spessore sufficiente, che serve anche da massa dell'amplificatore, si isolano mediante tranciature delle superfici che rappresentano i conduttori interni a striscia (fig. 3 *a*). Come conduttore esterno serve sia la piastra di base sia il lamierino di copertura. Nella fig. 3 *b* è rappresentato l'andamento delle linee di forza per una sezione completa della linea. I singoli circuiti vengono schermati reciprocamente mediante delle sbarrette inserite fra piastra e lamierino di copertura. Mediante il condensatore a tubo illustrato nella fig. 3 *c* si può tarare grossolanamente il circuito. Questo condensatore è formato da un corpo conico saldato al conduttore interno e reso cilindrico mediante un rivestimento in Teflon. Il dielettrico è avvolto dall'armatura esterna costituita da una guaina fessurata scorrevole. Essa è collegata con un foglio metallico pressato fortemente contro la piastra di base (fig. 3 *a*) in modo da ottenere un buon contatto di massa per qualsiasi posizione della guaina. La regolazione fine viene eseguita mediante una striscia metallica che, nel punto freddo della linea, viene immersa nel campo magnetico (fig. 3 *a*). Per mezzo di un tubo fessurato, che serve anche per la messa a terra della custodia, si ottiene un migliore contatto termico fra transistore e piastra.
Il blocco di base comprende un condensatore con dielettrico di Teflon. La piastra di base dell'amplificatore serve anche come piano conduttore per i circuiti stampati impiegati per l'alimentazione, l'adattamento e la trasformazione.
Nella fotografia della fig. 4 *a* si vede come i conduttori interni dei circuiti a linea vengono fissati in piano con la piastra di base con una lista di polistirolo. Nella stessa foto si possono vedere anche le prese ad innesto dell'amplificatore. Accanto al polo positivo dell'alimentazione, che viene fissato circa a metà amplificatore con un contatto a

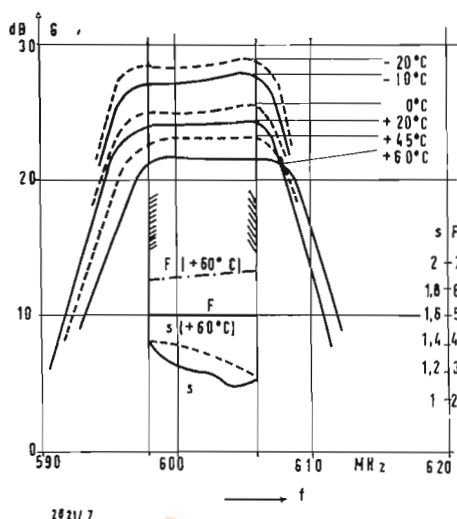



Fig. 7 - Stabilità di temperatura dell'amplificatore per la curva di passaggio a diverse temperature compresa fra — 20 e + 60°C, e variazione del numero di rumore F e dell'errore di adattamento s a + 60°C.

coltello, si possono vedere le due uscite, realizzate come prese coassiali, ed ai loro lati due grosse prese di massa. L'entrata nell'amplificatore viene realizzata notoriamente mediante un innesto a vite con la linea coassiale di antenna. Nella fig. 4 *b* si può osservare l'amplificatore completo.

Con il tipo di montaggio descritto si sono potute ottenere delle piccole variazioni fra i vari esemplari fabbricati e si è semplificato al massimo il montaggio. Inserendo l'elemento amplificatore nella apposita custodia si esegue automaticamente il collegamento dell'alimentazione (che avviene con un alimentatore ad innesto) e delle uscite con le altre unità.

I transistori vengono montati al di fuori degli spazi soggetti a campi e fissati mediante collegamenti a vite. I collegamenti con gli elementi passivi sono particolarmente corti. Si ottiene così oltre ad una elevata amplificazione, anche una straordinaria stabilità dell'amplificatore.

5. - RISULTATI DELLE PROVE

Nella fig. 5 si è riportata l'amplificazione di potenza, il numero di rumore e il fattore di disadattamento all'entrata in funzione della frequenza di sintonizzazione centrale. Mentre il disadattamento *s* rimane, in tutto il campo da 470 a 790 MHz, inferiore a 1,5, l'amplificazione di potenza cresce dai 22 dB a 470 MHz ai 24 dB a 790 MHz. Ciò si potè ottenere mediante un adattamento del transistore al circuito di collettore variabile automaticamente con la posizione del cilindro di sintonizzazione. Il fattore di rumore *F* aumenta dal 3,5 a 470 MHz fino all'8 a 790 MHz. A ciò corrisponde un rapporto di rumore di 5,4 e rispettivamente 9 dB.

La fig. 6 riporta la curva di passaggio a 800 Hz e la selettività rispetto al canale vicino in tutta la gamma di frequenza. Si può vedere che per un canale la curva di passaggio è piatta a meno di 0,5 dB, mentre già a 16 MHz al di sopra o al di sotto del canale si ha una attenuazione di 30 dB.

L'attenuazione all'indietro dell'amplificatore, una misura della sua stabilità, viene misurata, applicando un segnale all'uscita e misurando la tensione che si presenta ai morsetti di entrata. Questa attenuazione a 470 MHz vale 50 dB e rimane superiore ai 45 dB anche al limite superiore della gamma di frequenza.

La neutralizzazione dei transistori si è dimostrata non necessaria. Il buon montaggio dell'amplificatore rende inutili anche le resistenze di smorzamento dei circuiti. L'amplificatore rimane perfettamente stabile anche in condizioni di funzionamento estreme, cioè con circuito aperto in entrata o in uscita o con circuiti non sintonizzati.

La stabilità in funzione della temperatura si può ricavare dalle misure riportate nella fig. 7. Mentre l'amplificazione, passando da 0° a 60° C, diminuisce di 3 — 4 dB a causa delle caratteristiche fisiche dei transistori, lo spostamento di circa 2 MHz della curva di passaggio ha un effetto trascurabile entro i limiti del canale. Per temperature più basse (fino a — 20° C) l'amplificazione aumenta di 3 dB. Nella fig. 7 si è riportato anche il fattore di rumore ed il disadattamento a + 60° C rispetto ai valori misurati a temperatura ambiente. Come si vede il rumore aumenta con la temperatura, da 5 a 6,5. L'errore di disadattamento rimane invece poco influenzato.

Per far fronte a delle grosse sovratensioni in entrata, come quelle che possono verificarsi per la scarica di un fulmine nelle vicinanze, il transistore in entrata è protetto dal particolare circuito in entrata. La bassa resistenza della linea trasversale ed il basso valore dei condensatori di accoppiamento (1p e 2 pF) in serie riducono sia la durata che l'ampiezza degli impulsi di tensione a livelli non pericolosi per il transistore.

Il limite di impiego dell'amplificatore è determinato dalla comparsa di disturbi di intermodulazione visibili fra gli spettri delle bande laterali della modulazione video e la portante audio. La massima tensione ammessa per la portante video è stata fissata in base a questo criterio a 100 mV su 30 Ω.

Un comunicato della Hewlett-Packard italiana

La Hewlett-Packard è lieta di porre a disposizione della clientela italiana la sua nuova organizzazione di vendita diretta in Italia. A partire dal 1° agosto, i prodotti delle case: Hewlett-Packard, Dymec, Moseley, Boonton Radio Company, Harrison Laboratories, Sanborn Company, saranno esclusivamente distribuiti dalla sede: Hewlett-Packard Italiana - Viale Lunigiana, 46 - Milano, e dalla filiale: Hewlett-Packard Italiana - Piazza Marconi, 25 - Roma.

I suoi ingegneri e i suoi tecnici che hanno seguito e seguono periodici corsi di addestramento ed aggiornamento presso le fabbriche del gruppo, all'estero, sono a disposizione della clientela, sia per consulenza che per assistenza circa i suoi prodotti che riguardano: Oscilloscopi - Oscillatori - Voltmetri Elettronici - Voltmetri digitali - Contatori di frequenza - Strumentazione Microonde - Alimentatori - Registratori a carta, a nastro magnetico - Registratori X-Y - Sistemi per l'acquisizione e la manipolazione dati.

I suoi laboratori, modernamente attrezzati, sono in grado di provvedere alla più accurata manutenzione ed alla più sollecita riparazione degli strumenti Hewlett-Packard, secondo la tradizione di serietà ed efficienza della Hewlett-Packard nel mondo. Coloro che fossero interessati a ricevere gratuitamente la pubblicazione tecnica HP Journal, lo richiedano agli indirizzi sopra citati.

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Ultravox modelli Tiziano 19 e 23"

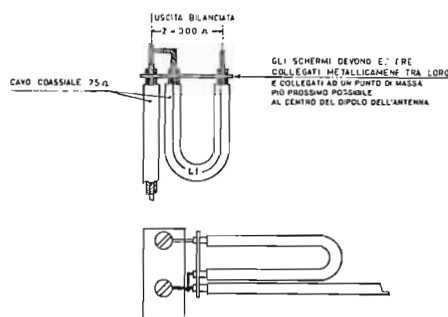
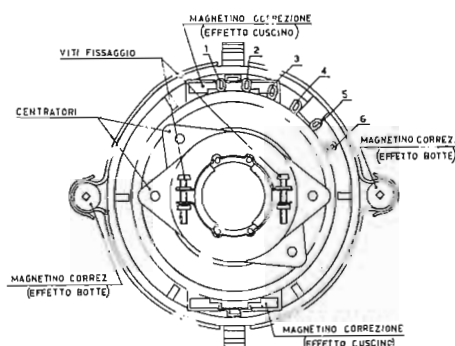



Fig. 1. - Realizzazione di un circuito mezz'onda « Balun ».

La Industria Radio Televisione Ultravox, ha la direzione generale a Milano. Lo stabilimento è situato in Caronno Pertusella (Varese).

1. - CARATTERISTICHE TECNICHE GENERALI

I ricevitori per TV del tipo Tiziano hanno le seguenti caratteristiche: *Canali ricevibili*: 8 VHF e gamma UHF. Sono disponibili quattro canali liberi in uno dei quali, a richiesta, può essere inserito il canale 216-223 MHz. *Alimentazione*: 220 V 50 Hz, con un consumo dell'ordine dei 160 W. *Impedenza d'ingresso*: 300 Ω bilanciati. *Media frequenza*: portante video 45,9 MHz, portante suono 40,4 MHz (5,5 MHz). *Altoparlanti*: Tiziano 19" altoparlante magneto dinamico ellittico laterale, con impedenza della bobina mobile, a 400 Hz, di 3,2Ω; Tiziano 23", altoparlante magnetodinamico conico laterale, con impedenza della bobina mobile, a 400 Hz, di 5 Ω. Nel tipo da 23" è prevista la presa fono. *Commutazione* VHF-UHF a tasto; *Cinescopio* bonded shield a 110°, deflessione magnetica, focalizzazione elettrostatica; *Controllo automatico della stabilità* di larghezza e di altezza dell'immagine; *Valvole usate* n° 20, più quattro diodi, per complessive 32 funzioni di valvola; *Regolazione elettronica* della sintonia UHF, con comando frontale; *Rivelatore video* con schermatura anti-interferenze; Immagini *Rilievision*; *Suono* Hi-Fi con controreazione fisiologica della gamma musicale riprodotta. Mobile in legno lucidato in poliestere. Modello 19" 65×45×21 centimetri, 22,5 chilogrammi; Modello 23" 68×46×25 centimetri, 31,5 chilogrammi. A richiesta il costruttore invia listini e opuscoli illustranti i televisori in questione.

2. - VALVOLE IMPIEGATE

V_1 = PCC189, amplificatrice RF per VHF; V_2 = PCF86, oscillatrice mescolatrice in VHF e amplificatrice di MF per UHF; V_3 = EF80, 1° amplificatrice MF; V_4 = EF80, 2° amplificatrice MF; V_5 = EF184, 3ª amplificatrice di MF; V_6 = PCL84, amplificatrice video e controreazione verticale; V_7 = EF80, limitatrice FM audio; V_8 = EAA91, rivelatrice FM audio; V_9 = PCL82, preamplificatrice ed amplificatrice finale BF; V_{10} = PCF80, separatrice ed amplificatrice sincronismo; V_{11} = PCL85, oscillatore bloccato e amplificatrice deflessione verticale; V_{12} = PCF802, valvola a reattanza e oscillatrice deflessione orizzontale; V_{13} = PL36, amplificatrice deflessione orizzontale; V_{14} = PY81, diodo smorzatore (booster); V_{15} = DY87, rettificatrice EAT; V_{16} = 23"BEP4, per Tiziano 23" e 19"BEP per Tiziano 19" cinescopio: V_{17} = PY82, raddrizzatrice alimentazione; V_{18} = PY82, raddrizzatrice alimentazione; V_{19} = PC86, oscillatrice e mescolatrice UHF; V_{20} = PC88 amplificatrice radiofrequenza UHF.

D_1 = OA70, diodo rivelatore video; D_2 = OA81, diodo discriminatore per CF; D_3 = OA81, diodo discriminatore per CF; D_4 = BA102, diodo varivap per sintonia UHF.

3. - INSTALLAZIONE DEI TELEVISORI ULTRAVOX E NORME PER EVENTUALI RITOCCHI DELLA MESSA A PUNTO PER L'INSTALLATORE

In queste note tecniche, che in linea di massima sono valide anche per i televisori della Ultravox della serie Tintoretto, ci limitiamo a dare tutte quelle indicazioni che possono essere della massima utilità per il tecnico installatore. Nel prossimo numero, descrivendo il circuito relativo i modelli Tintoretto, ci intratteremo invece sulle *norme relative la taratura e l'allineamento dei vari circuiti*, che sono anch'essi validi per entrambi i modelli.

3.1. - Note aventi carattere generale

Il telaio dei televisori in esame è sotto tensione di conseguenza, per nessun motivo, dovrà essere collegato alla terra *dato che contatti anche accidentali*

Fig. 2. - Giogo di deflessione e posizione dei magnetini di correzione.

con quest'ultima possono provocare la distruzione di organi vitali. In considerazione di tale fatto si dovrà evitare, in modo particolare, che i conduttori della linea di alimentazione vadano in contatto con il telaio. Una eventuale messa a terra del telaio, come abbiamo già detto altre volte, dovrà essere fatta tramite un condensatore avente caratteristiche adatte.

Circa la scelta dell'antenna più adatta per la ricezione sono validi i consigli che sull'argomento abbiamo dato già altre volte. Un punto sul quale insistiamo è quello relativo i collegamenti della linea di alimentazione che dovranno essere effettuati con molta cura, e in modo che risultino sicuri e facciano un contatto stabile, anche con il passare del tempo.

3.2. - Installazione dell'antenna

La pattina bipolare da 300 Ω, isolata in politene, potrà essere usata qualora il percorso fra antenna e televisore sia particolarmente breve, però l'uso del cavo coassiale da 75 Ω è sempre consigliabile data la maggiore resistenza agli agenti atmosferici, mentre è indispensabile in tutti gli altri casi. Naturalmente in questo caso è indispensabile far ricorso a dei traslatori di adattamento dell'impedenza di antenna e dell'ingresso del televisore.

È infatti necessario tenere presente che in quelle località in cui il segnale è piuttosto forte facendo uso di una linea di alimentazione non schermata sullo schermo televisivo si possono notare sensibili variazioni di contrasto, mentre, in presenza di segnali deboli o discreti, maggiore è il pericolo di ricevere i parassiti che possono dare luogo a notevoli inconvenienti. Di conseguenza, in qualsiasi caso, l'uso di cavo coassiale a 75 Ω è da ritenersi indispensabile.

Ricordiamo che il metodo più elementare per adattare un'antenna avente una impedenza di 300 Ω ad una linea di alimentazione costituita da cavo coassiale a 75 Ω, è quello cosiddetto « *mezz'onda* », od anche « *balun* » realizzato nel modo indicato in figura 1, nella quale il valore di L_1 in funzione della frequenza o del canale, è riportato nella tabella 1

Confermiamo inoltre quanto già detto altre volte, e cioè che in presenza di segnali non troppo forti è consigliabile l'uso di due discese distinte per la ricezione dei canali VHF e UHF. *L'uso dei miscelatori deve essere limitato a quelle zone dove il segnale sia piuttosto forte oppure in casi di difficoltà relative l'impianto.*

3.3. - Consigli relativi la messa in funzione dei televisori

L'accensione del televisore è comandato dal tasto « *Interr.* ». Nel modello Tiziano 23″ *F*, una gemma luminosa collocata sotto la mascherina dei comandi, segnala l'avvenuta accensione. La scelta del programma viene eseguita tramite l'apposito tasto, premendo il quale si passa al 2° programma o viceversa.

Regolazione del programma VHF: in primo luogo occorre predisporre la manopola sulla lettera che contraddistingue il canale che interessa ricevere, successivamente si cerca la migliore posizione di sintonia, agendo sulla manopola coassiale a quella di comando dei canali, fino ad ottenere una immagine ben definita e priva di quelle striature orizzontali ritmiche che variano in corrispondenza con il suono. La sintonia esatta si ottiene in prossimità di tali striature.

Regolazione programma UHF: la sintonia UHF viene effettuata tramite due comandi distinti, uno meccanico e l'altro elettronico. Mentre quello meccanico ha lo scopo di consentire la ricerca del canale di ricezione, quello elettronico serve ad effettuare i piccoli ritocchi di sintonia.

Le operazioni di sintonia da eseguire per la ricezione UHF sono le seguenti: ruotare in senso orario il comando « *Sint II°* » che si trova sul fonte del televisore, per un quarto di giro dalla posizione di fine corsa antioraria. Togliere il sigillo con la dicitura « 2° prog. UHF », che si trova sul fianco del televisore. Sfilare la manopola dei

Tabella 1

	VHF (canale)								UHF [MHz]				
	A	B	C	D	E	F	G	H	475 500	500 525	525 550	550 575	575 600
L_1 [m]	1,78	1,54	1,18	0,56	0,53	0,50	0,48	0,46	0,205	0,195	0,185	0,175	0,17

canali del selettore VHF ed innestarla sul perno del sintonizzatore UHF e con essa sintonizzare accuratamente il canale locale. Riapplicare il sigillo a pressione e ricollocare la manopola dei canali sul perno del selettore VHF, facendo attenzione che la lettera indicata corrisponda a quella del canale di ricezione. Tenere presente che anche in UHF la posizione di migliore sintonia si trova in prossimità del punto in cui stanno per apparire le striature orizzontali del suono.

Regolazione del suono: agire sull'apposito comando frontale fino ad ottenere l'intensità desiderata. *Regolazione della luminosità*: servendosi dell'apposito comando posteriore, eseguire la regolazione nel seguente modo:

Portare il comando in posizione di massimo contrasto. Regolare il comando di luminosità in modo da distinguere tutte e otto le gradazioni di colore poste sotto il cerchio interno del monoscopio e in modo che l'ultima a destra risulti nera.

Regolazione di contrasto: ruotare l'apposito comando frontale fino a dare all'immagine il contrasto desiderato, tenendo presente che tale regolazione avviene per azione bicromatica sui bianchi e neri. *Regolazione verticale*: qualora l'immagine si muovesse in senso verticale, per effettuare l'operazione di riagganciamento del sincronismo occorre agire nel modo seguente, sul comando posteriore contrassegnato dalla scrittura « Frequenza Verticale »: ruotare il comando molto lentamente in senso antiorario fino a far scorrere l'immagine verso il basso indi ruotare in senso opposto fino a far riagganciare il sincronismo dell'immagine.

Regolazione dei segnali VHF e UHF: per regolare la sensibilità in VHF, sopra il selettore di canali è applicato un potenziometro il quale è tarato in fabbrica per la massima sensibilità. In quelle zone in cui il segnale è particolarmente intenso, per evitare distorsioni dell'immagine e ronzio nell'audio, occorre ruotare tale potenziometro in senso antiorario di quel poco sufficiente ad eliminare l'inconveninente ed in modo che sui grigi dell'immagine non appaiano delle punteggiature caratteristiche di disturbi.

In quei casi in cui il dispositivo in questione non sia sufficiente a provocare una giusta attenuazione, occorrerà inserire fra la discesa di antenna e l'ingresso del televisore un attenuatore, il quale dovrà essere usato anche per attenuare i segnali UHF. Il valore dei vari componenti di un tale tipo di attenuatore li abbiamo già indicati in passato.

Contrasto supplementare: allo scopo di aumentare il contrasto nelle zone marginali o qualora l'antenna usata sia poco efficiente si può ricorrere al comando posteriore indicato « Contrasto ». Nelle condizioni di ricezione normale detto comando deve essere tenuto al minimo, cioè ruotato in senso antiorario, allo scopo di evitare fenomeni di saturazione.

Fig. 3. - Attenuatore per segnali RF.

4. - OPERAZIONE DI MESSA A PUNTO DA EFFETTUARE DALL'INSTALLATORE

Messa in asse dell'immagine: nel caso in cui l'immagine risulti inclinata è possibile raddrizzarla ruotando il giogo di deflessione agendo nel seguente modo

a) Allentare le viti che bloccano il giogo, (fig. 2), e ruotare quest'ultimo del necessario per raddrizzare l'immagine, tenendo presente che i terminali di collegamento sono sotto tensione.

b) Ribloccare le viti accertandosi *che il giogo sia ben spinto contro il bulbo* del cinescopio.

Taratura orizzontale: l'operazione di taratura orizzontale deve essere eseguita in presenza del monoscopio e con un buon segnale, procedendo come segue:

a) Portare il comando di contrasto al minimo.

b) Restringere l'ampiezza orizzontale, agendo sull'apposito comando posteriore, fino a quando le etremità oriz-

Fig. 4. - Disposizione delle valvole nello chassis dei televisori modello Tiziano e Tintoretto.

zontali dell'immagine siano scostate dal bordo del cinescopio di circa un centimetro.
c) Aumentare la luminosità, agendo sull'apposito comando posteriore, in modo da far assumere una tonalità grigia ai quadri neri del monoscopio.
d) Regolare il comando posteriore di frequenza orizzontale, in modo da centrare l'immagine sulla scansione orizzontale.
e) Riportare il comando di ampiezza orizzontale, come è spiegato nel paragrafo seguente.
f) Riportare il comando di luminosità, come è spiegato nell'apposito paragrafo.
g) Riportare il comando di contrasto al massimo.
Ampiezza orizzontale: Per regolare l'ampiezza orizzontale, occorre agire sul relativo comando posteriore in modo che l'immagine copra tutto lo schermo illuminabile in senso orizzontale e che i due quadri neri del monoscopio siano coperti per circa due terzi della loro lunghezza dai bordi del cinescopio.
Luminosità e focalizzazione: tale regolazione, agendo con l'apposito comando posteriore, deve essere effettuata come segue:
a) Portare al massimo il comando di contrasto (tutto in senso orario).
b) Regolare il comando Luminosità in modo da distinguere le otto gradazioni di colore poste sotto il cerchio interno del monoscopio, l'ultima delle quali deve essere nera.
c) Controllare che il punto nero posto sopra la lettera *I* della parola *RAI*, del monoscopio, non sia sbiancato o sbaffato nella zona periferica. Qualora si verificassero tali condizioni regolare il comando di fuoco (posteriore) ricercando un compromesso fra la migliore focalizzazione della raggera verticale, indicante la definizione, compatibilmente col migliore contorno di tale punto nero.
d) Nel caso in cui tale compromesso non sia accettabile, ciò significa che il segnale d'ingresso è troppo forte e perciò occorre attenuarlo.
Geometria orizzontale: non esiste alcun comando di regolazione dato che essa è stata raggiunta tramite un compromesso circuitale.
Ampiezza verticale: regolare l'apposito comando posteriore, in modo da portare il bordo del cerchio esterno del monoscopio tangente al *bordo inferiore* del cinescopio.
Linearità verticale: agire sull'apposito comando in modo da portare il cerchio esterno del monoscopio tangente al *bordo superiore* del monoscopio.
Geometria verticale: tale regolazione si esegue effettuato le due operazioni precedenti, le quali devono consentire di ottenere un monoscopio perfettamente rotondo. Qualora ciò non si verificasse è necessario spostare il centro di deflessione del giogo, tramite i centratori, in direzione della deformazione riscontrata, ripetendo le operazioni di ampiezza e linearità.
Centratura dell'immagine: sul collo del giogo sono calettate due lamelle ellittiche magnetizzate, cioè i centratori di figura 2, che possono essere ruotate indipendentemente l'una dall'altra, e che hanno lo scopo di consentire la centratura dell'immagine sullo schermo del cinescopio.
Qualora esse non fossero registrate è necessario farle corrispondere fra loro, con la sagoma dell'una che copra quella dell'altra, ed in modo da ottenere l'annullamento del campo magnetico. Ciò avviene quando esse risulteranno allineate una dietro all'altra nel giusto senso. Per controllare la esattezza del senso è sufficiente ruotarle assieme ed osservare lo spostamento dell'immagine che dovrà essere minimo. A questo punto si divaricheranno fra loro di un certo angolo e si ruoteranno assieme fino a far corrispondere la loro correzione di centratura nel senso voluto. Nel caso in cui l'effetto correttivo risultasse insufficiente, occorrerà aumentare l'angolo di divaricazione fra le due lamelle fino ad ottenere l'effetto desiderato.

5. - EFFETTO BOTTE E EFFETTO CUSCINO

Queste anomalie si manifestano ai bordi dell'immagine per incurvatura delle linee, e possono essere corrette mediante la regolazione dei magnetini applicati alla periferia del giogo di deflessione. Per correggere l'*effetto botte, cioè ai bordi laterali*, si agisce sui due magnetini cilindrici con foro quadro montati lateralmente ai bordi del giogo, fig. 2. Tale regolazione deve essere effettuata con l'apposita chiave di materiale paramagnetico (ottone). Essa è di sezione quadra allo scopo di evitare di interrompere il circuito magnetico. Per la correzione *dell'effetto cuscino, ai bordi superiori*, servono i due magnetini cilindrici montati superiormente ed inferiormente al giogo. Essi sono montati su appositi slittini di scivolamento, fig. 2 e si regolano allontanandoli più o meno dal bulbo del cinescopio.

6. - NORME DI SICUREZZA

Quando il televisore è in funzione occorre evitare di toccare il circuito ed il telaio stesso, senza attenersi alle solite norme di isolamento, dato che essi sono sotto tensione. Dovendo eseguire delle prove con il telaio sotto tensione è consigliabile, come abbiamo già suggerito a suo tempo, l'inserimento di un trasformatore da 200 W, circa, con uscita a 220 V, in modo da evitare la presenza di tensione tra il telaio e la terra. Per le prove sui circuiti EAT devono essere osservate le solite norme protettive e per le misure è indispensabile far ricorso a conduttori e puntali ad alto isolamento. Prima di toccare il cinescopio scaricare ripetutamente l'anodo verso massa.

7. - RIMOZIONE DEL TELAIO DAL MOBILE

a) Togliere le manopole del selettore di canali VHF e le manopole dei comandi frontali.
b) Togliere gli spinotti dell'altoparlante, del giogo, del cinescopio compresa la presa EAT dal bulbo di quest'ultimo.
c) Togliere i fermi laterali che servono a fissare il telaio.
d) Estrarre parzialmente il telaio in modo da poter svitare le viti che fissano la piastra dei comandi alla mascherina.
e) Estrarre completamente il telaio *facendo molta attenzione affinchè il mobile, privo del peso del telaio, non cada in avanti.*

8. - RIMOZIONE DEL CINESCOPIO DAL MOBILE

Nell'effettuare le operazioni di rimozione del cinescopio è necessario ricordare che esso ha un vuoto molto spinto e che eventuali urti possono provocarne l'implosione con conseguente proiezione di frammenti di vetro. Di conseguenza nell'effettuare tale operazione è consigliabile l'uso di guanti ed occhiali protettivi.
a) Allentare le viti di bloccaggio del giogo e toglierlo.
b) Svitare, agendo dall'interno, i quattro dadi che fissano la mascherina frontale agli angoli del mobile.
c) Sfilare la mascherina dal mobile e, facendo perno sul lato destro dello stesso, spostarla ad angolo retto rispetto allo stesso.
d) Agendo frontalmente svitare le otto viti a legno degli angolari che fissano il cinescopio, togliendo gli angolari e le rispettive gomme di protezione.
e) Togliere il cinescopio.
Per rimontare il cinescopio si eseguiranno le operazioni inverse avendo cura di orientarlo in modo che la presa EAT si trovi rivolta verso il lato della relativa gabbia.
Per la rimozione del cinescopio dei modelli Tintoretto, che esamineremo nel prossimo numero, si procederà nel seguente modo:
a) Allentare le viti di bloccaggio del giogo e sfilarlo dal collo del cinescopio.
b) Rimuovere il telaio come è stato indicato nel paragrafo precedente.
c) Adagiare il mobile del televisore sulla parte frontale, interponendo un panno soffice o della gomma piuma tra il piano ed il frontale.
d) Togliere le quattro viti a testa esagonale che bloccano le griffe ferma cinescopio.
e) Togliere il cinescopio dal mobile.
Nel prossimo numero prenderemo in esame le operazioni di *taratura* ed *allineamento* dei vari circuiti. *A*

Alberto Albertini

Studio su amplificatori da 1-3 W a transistori

(parte prima di due parti)

L'avvento della tecnica dei transistori sembrava aver risolto tutti i problemi dell'amplificazione in maniera ideale. Tutto ciò che poteva essere rimproverato ai tubi, i transistori non l'hanno. I vantaggi più appariscenti nei confronti dei tubi sono: assenza di filamento per il riscaldamento e relativa alimentazione, uso di basse tensioni, utilizzazione pressochè completa della tensione applicata rispetto al segnale ricavato, basse impedenze quindi minor tendenza a captare ronzii, maggiore facilità di adattamento a generatori e utilizzatori di segnali a bassa impedenza; minor volume, insensibilità agli urti. Effettivamente questi vantaggi nei circuiti a transistori sussistono e rendono servigi incomparabili. Senza di essi non sarebbero state possibili le protesi acustiche, le piccole radio a transistori, oppure le complicatissime calcolatrici elettroniche che devono essere realizzate con innumerevoli circuiti piccoli, compatti, semplici e sicuri. Un'altra garanzia offerta dai transistori è la sicurezza di funzionamento, il transistore non si esaurisce come il catodo di un tubo, non presenta le variazioni di emissione catodica e nemmeno le incertezze di contatto dello zoccolo, perchè i terminali vengono saldati direttamente al circuito. Tuttavia il progresso nella tecnica di produzione dei transistori è volto ad ottenere transistori sempre più simili ai tubi.
Ciò ha precise ragioni. Quando dal circuito a transistori si tende ad ottenere il massimo delle prestazioni, in qualità, rendimento, potenza totale ottenuta, sorgono le prime necessità di poter usare i transistori nella maniera più analoga possibile ai tubi.

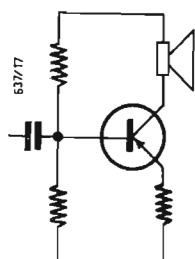



Fig. 1 - Altoparlante inserito direttamente nel circuito di collettore.

Si è sempre parlato dei transistori come di elementi che lavorano in corrente diversamente dai tubi che lavorano in tensione. Se è esatto dire che i tubi lavorano in tensione (naturalmente nella caratteristica di ingresso) non è altrettanto esatto affermare che i transistori lavorano in corrente per il solo fatto di essere la corrente di uscita proporzionale alla corrente di ingresso. Il transistore presenta sempre una impedenza d'ingresso finita quindi il segnale applicato viene dissipato e perciò si ha una potenza dissipata per una resa. Dato che l'impedenza d'ingresso di un transistore può variare entro limiti molto vasti, si può subito osservare che l'impedenza d'ingresso è opportuno sia la più alta possibile. In questo modo non rappresenta un carico eccessivo per lo stadio che lo precede o per il generatore. Si ottiene una tensione utile maggiore a parità di variazioni di corrente dello stadio precedente, un minore disadattamento, una minore distorsione.
Appare cioè la prima esigenza di lavorare in tensione. Trascurando momentaneamente i vantaggi che offre il puntare sulla tensione, agli effetti della stabilità termica e della più facile possibilità di ottenere un buon livellamento della c.c. dal circuito rettificatore, l'esigenza di fare uso di grandi tensioni e piccole correnti è posta da una caratteristica particolare del transistore: la resistenza d'uscita. Mentre la resistenza d'ingresso può variare facendo uso di svariati tipi di circuiti, la resistenza d'uscita rimane sempre

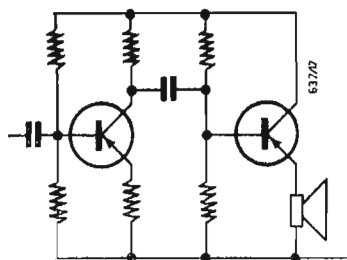



Fig. 2 - Altoparlante inserito direttamente nel circuito di emettitore.

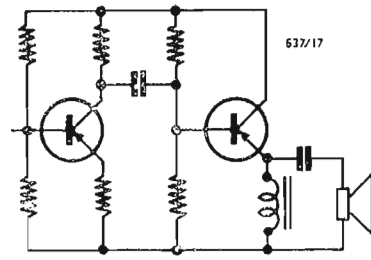



Fig. 4 - Altoparlante disaccoppiato dalla c.c. su circuito di emettitore.

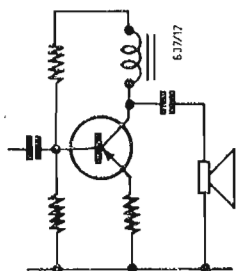
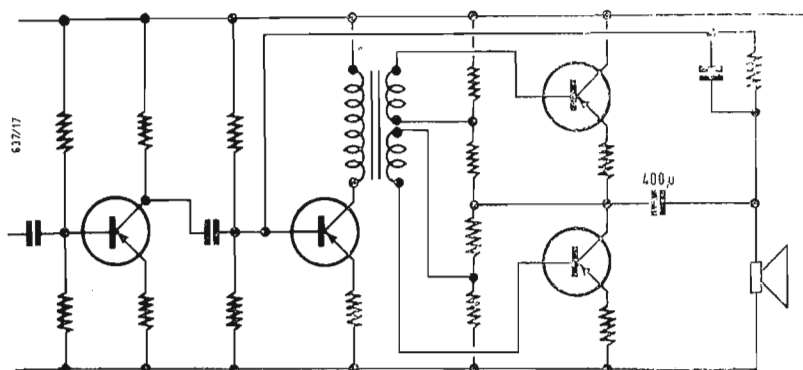



Fig. 3 - Altoparlante separato dalla c.c. con LC su circuito di collettore.

alta (2 ÷ 5 kΩ per piccoli transistori). L'unica possibilità di uscita a bassa resistenza è l'uscita da emettitore che offre solo guadagno in corrente e quindi, per ottenere una determinata tensione richiede uno stadio in più. Ciò può essere ancora accettabile, ma se si considera che spesso alla fine di una catena di amplificazione occorre un trasformatore per isolare la c.c. il transistore non ha più il vantaggio di sostituire il trasformatore.
Queste considerazioni si possono benissimo applicare agli amplificatori B. F. qualora si desideri ottenere una potenza dell'ordine del watt e una qualità elevata.
Una breve rassegna degli schemi pubblicati e dei risultati ottenuti dimostra come questo problema sia oggetto di continue ricerche.
Appunto l'alta resistenza d'uscita costringe ad un adattamento mediante trasformatore in discesa quando non si può elevare la resistenza di utilizzazione stessa come nel caso di un altoparlante. Inoltre quando la potenza richiesta è tale che anche su una bassa impedenza la tensione è forte (a 20 W su 16 Ω la tensione p.p. è di 50 V) il transistore ad alta tensione diventa sempre più necessario poichè un trasformatore in salita peggiora ancora il disadattamento.
Nelle figg. 1 e 2 sono indicati i sistemi più semplici per collegare un altoparlante allo stadio finale in circuito a transistori. In fig. 1 il carico è applicato al collettore; in fig. 2 il carico è applicato all'emettitore e l'ultimo transistore amplifica in corrente. Il carico dell'altoparlante trasferito sul collettore del penultimo transistore diviene notevolmente più alto, a seconda del guadagno in corrente dell'ultimo transistore può salire a 200-500 Ω.
L'inconveniente principale di questi sistemi è quello di far percorrere la bobina mobile dell'altoparlante dalla c.c. Ciò provoca uno spostamento del cono dell'altoparlante in avanti o indietro con un funzionamento sbilanciato rispetto al normale punto di riposo del cono. Tuttavia con altoparlanti duri e grandi rispetto la potenza che devono sopportare si ottengono risultati accettabili.
Per ovviare questo inconveniente si può ricorrere ad una impedenza che viene attraversata solo dalla c.c. e ad un condensatore che viene attraversato solo dalla componente alternata. (fig. 3). Dato che ωL deve essere notevolmente più grande dei 5-8 Ω di impedenza dell'altoparlante per la frequenza più bassa che si vuol riprodurre e $\frac{1}{\omega C}$ notevolmente più piccolo dell'impedenza dell'altoparlante per la frequenza più bassa, ne risultano condensatori e impedenze assai voluminosi.
In fig. 5 si fa uso di push pull in classe *B* per ridurre al minimo la C.C. in condizioni di riposo (adatto per batteria) e di transistori finali dalle elevate prestazioni e piccole dimensioni (AC 128). Esso rappresenta uno dei migliori compromessi per potenza di uscita (1 W) e ingombro (poco più grande di una batteria da 4,5 V), la banda passante a — 3 dB e a 50 mW è compresa tra 100 e 8000 Hz, la distorsione a 1 W e a 1000 Hz è 3%. Mancano i dati agli estremi della banda.
Un'altra versione è quella di fig. 6 con transistori complementari PNP-NPN-AC 127-A 127 che evita il trasformatore di accoppiamento invertitore di fase o il transistore per l'inversione di fase. La distorsione è del 2% fino a 50 mW e 10% A 350 mW. (9 V di batteria).
Prestazioni notevolmente buone si ottengono dallo schema di fig. 7. La risposta in frequenza a — 3 dB è compresa tra 50 Hz e 25 KHz c, la distorsione entro il 3% fino a 4 W. Di questo schema esistono versioni con trasformatore d'accoppiamento e con trasformatore d'uscita sempre con caratteristiche analoghe in quanto a banda passante e distorsione (3% a 3,3 W).
Occorre notare che per ottenere risultati di qualità soddisfacente è necessario fare uso di tensioni di batteria maggiori (15 V) push pull, classe *A*

Fig. 5 - Amplificatore con trasformatore pilota senza trasformatore d'uscita.

e capacità molto grosse qualora si vogliano evitare i trasformatori d'uscita. Si possono così riassumere le esigenze che si manifestano quando si intende ottenere una maggiore potenza e qualità dagli amplificatori a transistori.

Classe *A*, maggiore corrente di riposo, maggiore tensione di batteria, grosse capacità, oppure trasformatore d'uscita. Da un punto di vista qualitativo, il condensatore sembra la soluzione più logica. Equivale circa per l'ingombro a un trasformatore, è reperibile con facilità, non deve avere i requisiti di qualità di un trasformatore. Tuttavia la soluzione con condensatore presenta alcune difficoltà: se lo stadio finale è costituito da un solo transistore richiede un'impedenza di disaccoppiamento (figg. 2 e 4) il che equivale all'ingombro di un trasformatore, se lo stadio finale è un push pull richiede notevoli capacità anche sugli emettitori, richiede inoltre un invertitore di fase a transistore (fig. 7) o a trasformatore (fig. 5). Le soluzioni che qui si vogliono esaminare sono due, una per bassa tensione (12 V), una per tensioni elevate, entrambi per potenze d'uscita da 1 a 3 W con distorsione inferiore al 3% e banda passante a — 3 dB da 50 Hz a 15 KHz. Tutti e due i circuiti saranno impostati con trasformatore d'uscita, dal quale ci si prefigge di ottenere i maggiori vantaggi possibili, non ultimo quello di avere prese per altoparlante da 4-8-16 Ω.

Considerando 5 Ω, l'impedenza d'altoparlante per due W occorrono sulla bobina mobile 3,3 V_{eff}, 9,24 V_{pp} e una corrente media di circa 1 A.

Per fissare il rapporto di trasformazione occorre stabilire la massima tensione p.p. che si può ottenere ai capi del primario.

Lasciando 1 V per la tensione di ginocchio del transistore e 1 V per le cadute dovute alle resistenze del trasformatore e di emettitore si puó contare su 10 V di tensione di riposo per 12 V di batteria.

L'escursione tra la massima e la minima corrente dà luogo ad una tensione di

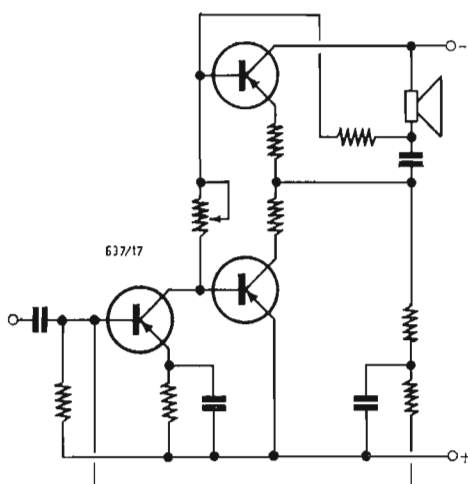



Fig. 6 - Stadio finale con transistori complementari.

Fig. 7 - Amplificatore da 3 W senza trasformatori pilota e d'uscita.

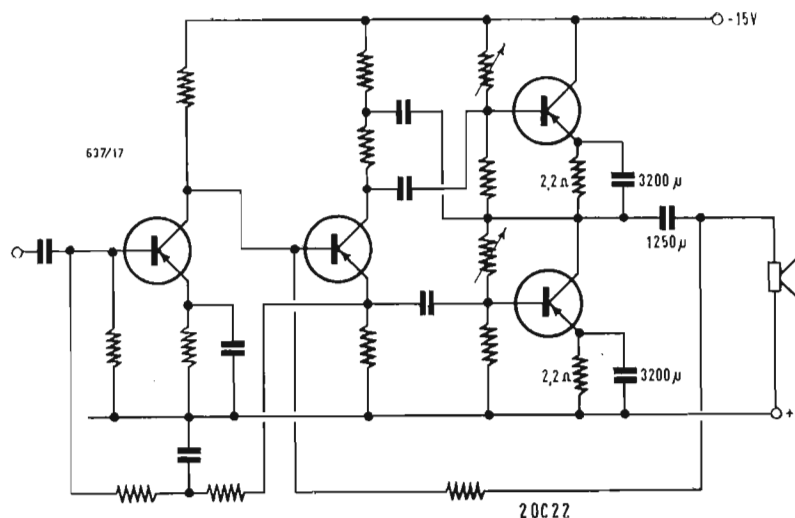
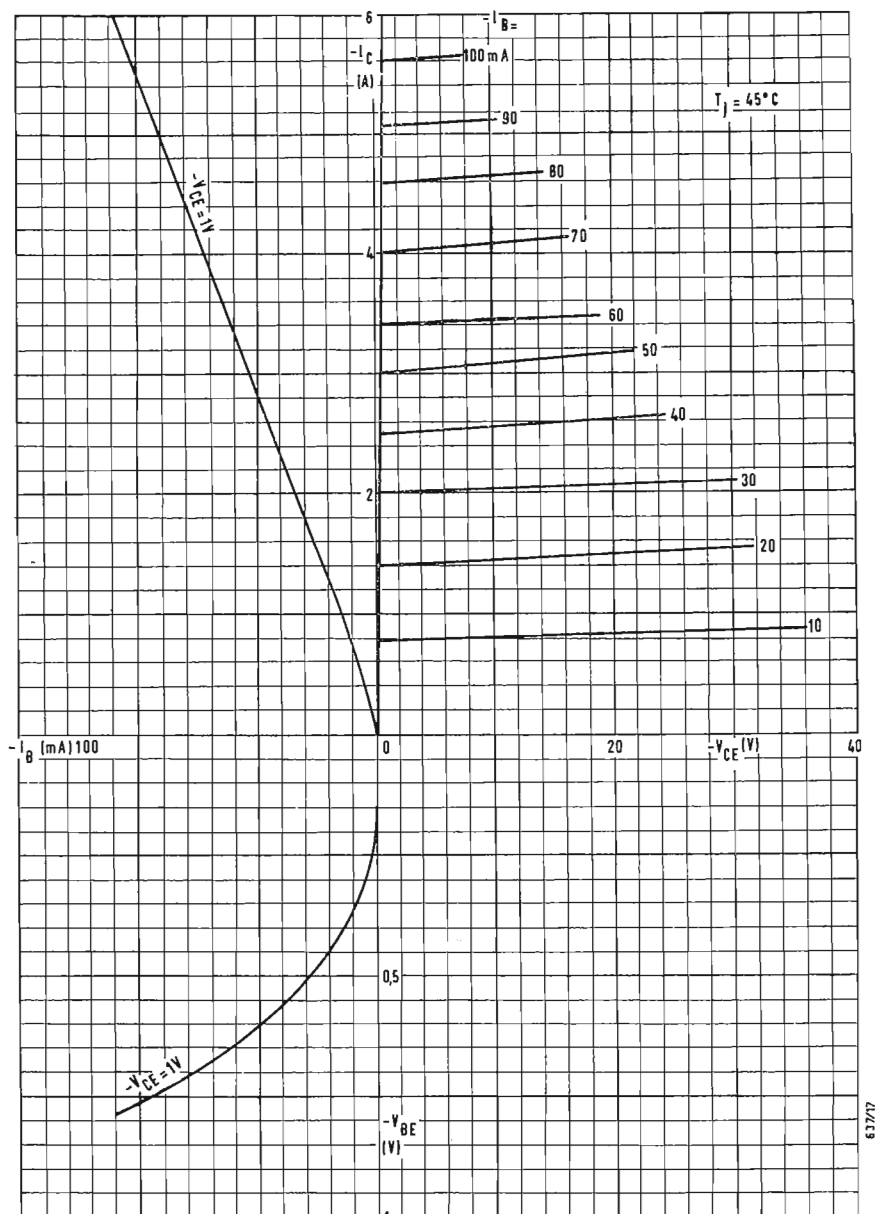



Fig. 9 - Caratteristiche del transistore ASZ 16.

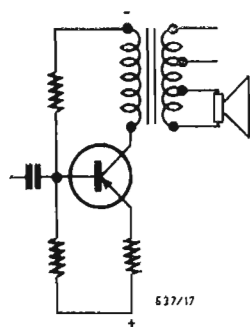



Fig. 8 - Trasformatore d'uscita su circuito di collettore.

+ e — 9 V rispetto al punto di riposo e cioè 18 V_{pp}.

Avendo bisogno di una tensione di 9,24 V_{pp} e trascurando momentaneamente le perdite del trasformatore, il rapporto di trasformazione $n = \frac{V_1}{V_2}$ risulta uguale a 2.

L'impedenza del carico trasferita al primario risulta uguale a $Z_c \cdot n^2 = 20\,\Omega$. In base a tale dato si può calcolare la corrente di riposo e la corrente di picco nel transistore: $I_p = \frac{18}{20} = 0,9$ A e la corrente di riposo $k = 0,45$ A.

I rapporti per le impedenze di 8 e di 16 sono dati dai rapporti delle radici quadrate delle impedenze secondarie con l'impedenza primaria:

per 8 Ω, $n = \frac{\sqrt{20}}{\sqrt{8}} = 1,58$

per 16 Ω, $n = \frac{\sqrt{20}}{\sqrt{16}} = 1,117$

l'induttanza dell'avvolgimento primario deve essere tale per cui ωL alla frequenza più bassa che si vuol riprodurre sia 3-5 volte superiore a 20 Ω per 20 Hz $\omega = 120$. Supposto sufficiente $\omega L = 3 \cdot 20 = 60$; $L = 0,5$ H.

Se si intendesse applicare il carico primario di 20 Ω sul collettore del tran-

sistore finale, occorrerebbe per pilotarlo, una variazione di corrente base data da $\Delta I_b = \frac{\Delta I_c}{70} = \frac{0,9}{70} = 12$ mA. Il numero 70 rappresenta il guadagno di corrente del transistore, valore medio accettabile perchè oggi, transistori selezionati superano il fattore 150-200. La potenza d'uscita prevista è 2 W, la potenza d'ingresso $P_i =$ $= R_{in}\, i^2_{eff}$.

Considerando il transistore ASZ 16 di media potenza (dissipazione massima 30 W) e di buone prestazioni quale guadagno in corrente, proporzionalità costante tra I_c/I_b, risposta in frequenza (250 kHz) si può ricavare con i grafici forniti dalla casa, che, per un esemplare avente guadagno $\beta = 50$, $I_c = 0,5$ A l'impedenza d'ingresso è di circa 15-20 Ω. La corrente efficace di base $i_{eff} =$ $= i_{pp}/2,82 = 12/2,82 = 4,2$ mA, quindi $P_i = 15 \cdot 4,2^2 \cdot 10^{-6} = 0,255$ mW; $\frac{P_u}{P_i} = 8000 = 39$ dB. Questo rendimento è destinato a peggiorare poichè si rende necessario introdurre una resistenza sull'emettitore per aumentare l'impedenza d'ingresso e attenuare la variazione dell'impedenza d'ingresso al variare del segnale pilota; applicando la resistenza di 1 Ω sul circuito di emettitore la potenza di pilotaggio diventa 1,1 mW e il guadagno in potenza = 32,5 dB.

Riassumendo, gli inconvenienti inerenti questa soluzione (fig. 8) sono:

— distorsione per la non linearità della caratteristica — $I_c = f(- I_b)$ fig. 9 (si possono scegliere i transistori per i quali questa curva è la più retta possibile, per esempio ASZ 16-17-18 e OC 22),

— distorsione per la variazione della resistenza d'ingresso,

— Stadio pilota che deve lavorare già con carichi molto bassi.

Si può osservare che per limitarel 'effetto della variazione dell'impedenza d'ingresso si può ricorrere ad un generatore di resistenza interna molto più bassa del carico cosicchè la tensione fornita non viene modificata dalle variazioni del carico.

Tale pilotaggio in tensione, dà buoni risultati se si lavora nel tratto rettilineo della curva $I_c = f(- V_{BE})$ fig. 10.

La soluzione opposta, pilotaggio in corrente, non è praticamente conveniente poichè, per rendere la corrente di base insensibile alla variazione d'impedenza, d'ingresso, sarebbe necessario inserire una resistenza in serie al circuito di base molto più grande della impedenza d'ingresso stessa con la conseguenza di attenuare notevolmente il segnale.

È più razionale l'inserzione di una resistenza, non by passata, nel circuito di emettitore. Con ciò si ottiene il duplice effetto di aumentare l'impedenza d'ingresso e di migliorare la risposta dello stadio per effetto della controreazione introdotta sull'emettitore dalla resistenza stessa.

In base a queste considerazioni lo stadio di fig. 8 potrebbe essere pilotato come in fig. 11.

La tensione alternata da applicare alla base per ottenere la completa escursione di corrente è ricavabile dalla famiglia di caratteristiche del transistore ASZ 16 (fig. 9).

Per variare la corrente di collettore da 0 a 0,9 A occorre una variazione di corrente di base di 12 mA. Sulla curva caratteristica — $V_{BE} = f(- I_B)$ si vede che ad una variazione di 12 mA corrisponde una variazione di tensione di — 0,5 V_{BE}. Poichè non è data la curva — $I_C = f(- V_{BE})$ occorrerà trovare sperimentalmente il punto di riposo che consente di lavorare nel tratto più rettilineo della caratteristica.

Se si prevede una resistenza di controreazione sull'emettitore, l'effetto di tale resistenza è proporzionale alla corrente di emettitore, circa uguale a quella di collettore. Perciò per ottenere la massima corrente di 0,9 A la tensione di base deve superare di 0,5 V la caduta $R_e \cdot I_e = 0,9$ V; ($R_e = 1\,\Omega$) La tensione di pilotaggio diventa 0,5 + + 0,9 = 1,4 V.

L'impedenza d'ingresso totale diventa $R_{int} = R_{int}\, R_e \cdot hf_e = 20 + 50\ \Omega =$ $= 70\ \Omega$ ciò nel caso del peggiore β del transistore. (ASZ 16 $hf_e = 45 - 130$) Per pilotare in tensione un dissipatore di circa 100 Ω di resistenza occorre un generatore di resistenza molto più bassa.

L'impedenza interna di uno stadio collettore comune è data dall'insieme delle resistenze che lo compongono e precisamente le resistenze sulla base di Tr_2 diviso il guadagno in corrente in parallelo a R_1.

Poichè le resistenze sulla base sono date dai paralleli di $R_2\, R_3\, R_1$ si può valutare con sufficiente approssimazione il suo valore trasferito su R_1.

Dato che i valori di queste resistenze non sono ancora stati fissati, ma in base alla comune pratica dei circuiti si possono approssimativamente valutare in 2000 Ω totali, se il guadagno in corrente di Tr_2 è uguale a 100, tale valore scende a 20 Ω. Da ciò risulta che si ha tutto l'interesse a scegliere un transistore dall'elevato guadagno in corrente. Poichè la resistenza di uscita di Tr_2 è molto bassa, il valore di R_1 può essere scelto in base ad altri criteri in quanto il valore dell'impedenza d'uscita è già determinato dal circuito di Tr_2.

Su R_1 si vuole ottenere una variazione di tensione di 1,4 1,5 V.

A questi effetti: R_1 deve essere considerato con la resistenza d'ingresso di Tr_3 in parallelo la resistenza d'ingresso di Tr_3 R_{int} è stata calcolata in 70 Ω, supposto per ora $R_1 \gg 70\ \Omega$, si ricava il valore di corrente massimo che at-

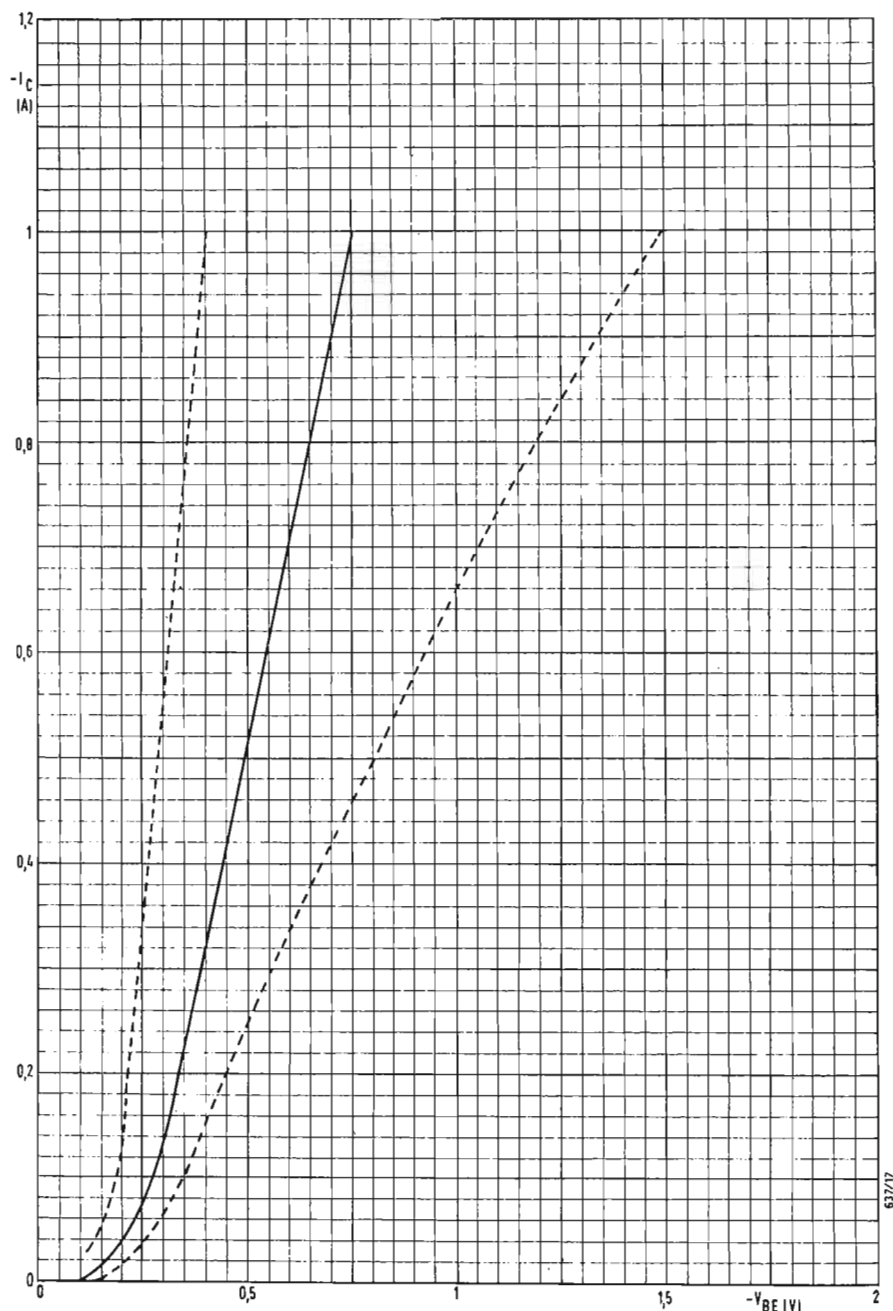



Fig. 10 - Caratteristica $-I_C = f(-V_{BE})$.

traversa R_1. $\dfrac{1,5\ \text{V}}{70\ \Omega} = 21$ mA.

Il valore di R_1 deve essere moto più grande di 70 Ω. Il massimo valore ammesso è quello che con il massimo assorbimento di Tr_2 lasci una V_{CE} di almeno 1 V.

$$12\ \text{V-}1\ \text{V} = 11\ \text{V};\quad \frac{11\ \text{V}}{21\ \text{mA}} = 523\ \Omega$$

arrotondato a 570 Ω R_8 R_9 devono essere di valore basso per migliorare la stabilità termica $R_8 = 10\ R_{it}\ (Tr_3) =$ = 680 Ω.

La tensione tra base e massa è di circa 0,7 V la corrente che attraversa R_8 è di 1 mA. La corrente che attraversa R_9 è circa 6 mA + 1 mA proveniente da R_8,

$$R_9 = \frac{12\ \text{V} - 0,7\ \text{V}}{7} = \frac{11,3\ \text{V}}{7\ \text{mA}} =$$

= 1600 Ω in queste condizioni la stabilità di T_3 è

$$S = \beta\ \frac{R_B + R_7}{R_B + \beta_{R7}}$$

in cui $R_B = \dfrac{R_8 \cdot R_9}{R_8 + R_9}$

$S = 45$ per $\beta = 50$.

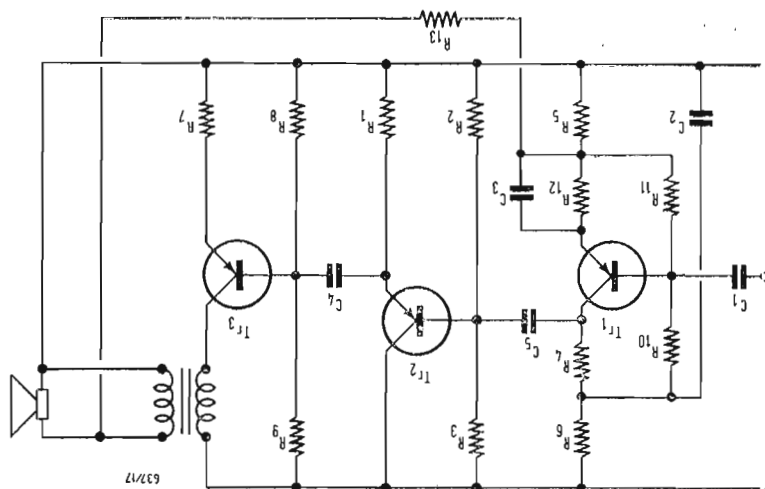



Fig. 11 - Amplificatore classe A 1,5 W con trasformatore d'uscita.

T_{r2} non ha problemi di stabilità poichè la resistenza di emettitore è molto grande.

T_{r1} è caricato dalle resistenze di emettitore di T_{r2} moltiplicato β, circa 700 Ω; fissando $R_4 = 3\,R_c$ (resistenza di carico) = 2200 Ω si possono stabilire le sue condizioni di lavoro.

Il carico totale R_c di T_{r1} è dato dalle resistenze di base T_{r2} più R_4. R_c = 490 $\sim$ 500 Ω.

In questo carico si deve avere una variazione di tensione di 1,5 V, la corrente massima è 1,5/500 = 3 mA. Il transistore può lavorare con una corrente di riposo di 1,5 mA la caduta in R_4 è di $2200.2.10^{-3} = 4{,}4$ V per ottenere una buona stabilità di T_{r1}, V_E = = 1 V R_5 = 560 Ω.

La tensione ai capi di T_{r1} V_{CE} = 1 V, nell'istante di massimo assorbimento. $R_5 \cdot I\max + R_4 \cdot I\max + 1\,(V_{CE})$ = 10,6 V = tensione tra R_4 e R_6 e massa. $R_6 \cdot I_{rip} = 1{,}4$ V R_6 = 700 Ω.

Tale valore della resistenza di disaccoppiamento è troppo basso, perciò conviene tarare sperimentalmente lo stadio per la minima corrente in base al transistore scelto. Occorre poi stabilire se by passare tutta o parzialmente R_5.

Ciò in relazione alla sensibilità e alla impedenza di ingresso che si vuole ottenere. Affinchè l'amplificatore possa essere allacciato alle sorgenti più svariate è opportuno che la sua impedenza d'ingresso sia almeno superiore a 10 kΩ.

(continua)

Un nuovo bellissimo apparecchio stereofonico che si può abbinare alla filodiffusione

Lo Stereo Sound Center, un apparecchio completamente a transistor, che incorpora un registratore magnetico a tre velocità, un sintonizzatore stereo AM/FM e FM, un cambiadischi per quattro velocità, e un impianto di diffusione a otto altoparlanti, corona degnamente la serie dei nuovi fonografi a consolle lanciata sul mercato dalla Divisione Esportazioni IGE della General Electric Company (USA). L'apparecchio è alloggiato in un elegante armadietto di linea bassa e moderna, lungo circa 1 metro e ottanta cm e rivestito in compensato di noce. Lo Stereo Sound Center offre la massima versatilità di impiego a un livello qualitativamente ottimo, senza nessuna confusione o complicazione. Ogni manopola regola soltanto una funzione dell'apparecchio. Il nastro magnetico è ad avvolgimento automatico e il registratore si può far funzionare in quasi tutte le sequenze, ivi compresa quella da « avanti veloce » a « indietro veloce », senza inconvenienti. L'impianto sonoro è stato progettato in modo da eliminare completamente ogni effetto d'eco. L'armadietto comprende appositi spazi per alloggiarvi microfoni, dispositivi d'ascolto, nastri magnetici e dischi.

Con l'aggiunta, facoltativa, di un trasmettitore General Electric « Porta-Fi », le emissioni della radio, del grammofono o del registratore possono essere « filodiffuse » anche nelle altre stanze della casa, utilizzando i fili dell'impianto elettrico esistente.

Lo Stereo Sound Center fornisce attraverso il suo amplificatore 50 W di potenza normale e 100 W di potenza di punta; la serie dei nuovi fonografi della G. E. comprende inoltre i modelli « Lakewood » e « Kingsport », di dimensioni e potenze più ridotte (rispettivamente pari a 115 cm, 10 e 20 W per i primi, a 6 altoparlanti, e a 96 cm, 5 e 10 W per i secondi, a 4 altoparlanti), disponibili in armadietti di compensato di noce, mogano o acero. *(i.d.a.p.)*

dott. ing. Antonio Contoni

Camere d'eco e di riverberazione a nastro magnetico*

Le camere d'eco a nastro magnetico hanno conquistato diritti di presenza in tutte le orchestre. I fabbricanti si sono buttati a studiare il problema e una ditta italiana ha realizzato un insieme particolarmente completo per la molteplicità delle possibilità offerte all'utilizzatore. Si tratta di un prodotto di grande classe, il cui prezzo è tuttavia relativamente basso se lo si rapporta al servizio che questa apparecchiatura può fare.

BENCHÈ tutti conoscano il significato di camera d'eco, bisogna tuttavia precisare che le camere d'eco sono anche camere di riverberazione. Ov'è il limite fra la riverberazione e l'eco? Si può dire che vi è eco quando il suono, che arriva all'orecchio è una ripetizione separata del suono originale. Vi è riverberazione quando il suono originale viene prolungato quando perviene all'orecchio. Dato che l'orecchio umano non distingue due suoni se lo spazio di tempo che li separa non è superiore a 1/10 di secondo, non ci può essere eco che quando il suono originale ritorna all'orecchio dopo 1/10 di secondo.

Ogni superficie piana non assorbente di grande dimensioni, un muro per esempio, agisce sulle onde sonore come uno specchio per le onde luminose. Dato che la velocità del suono è di 340 m/sec, un muro posto alla distanza di 17 metri dalla sorgente sonora, rinvia a questa le onde sonore (si dice « riflette »), che gli pervengono e originano un fenomeno d'eco; gli echi si distinguono tanto più facilmente quanto più il muro è distante dalla sorgente sonora. Ma in un ambiente a muri nudi, una stanza da bagno per esempio, le onde sonore non vengono assorbite ed esse subiscono riflessioni multiple. Il risultato si traduce in un fenomeno detto riverberazione, cioè tale che il suono originale viene prolungato per una durata determinata dagli smorzamenti successivi apportati da ciascuna riflessione. Questo fenomeno, già rimarchevole in un gabinetto da bagno, dove ognuno può constatare che una conversazione è quasi impossibile, è notevolissimo in una cattedrale. In certi edifici di questo tipo il tempo di riverberazione arriva fino a 10 secondi e gli autori di musica religiosa ne hanno tenuto conto nelle loro composizioni. Ma questo fenomeno, se talvolta è indesiderabile, può, essere opportuno se utilizzato giudiziosamente a piccole dosi. È qui che il talento del direttore di orchestra o del musicofilo interviene nell'utilizzazione di una camera d'eco e di riverberazione.

1. - DISPOSITIVO MECCANICO

La fig. 1 dà la disposizione meccanica del complesso di cui descriveremo l'amplificatore. Un anello di nastro magnetico teso da un tenditore montato sopra un braccio mobile è messo in moto dal capstan e da un rullino di pressione. All'uscita del capstan c'è una testina di registrazione, seguita da 6 testine di lettura; la cancellazione del nastro avviene dopo la riproduzione per ragioni pratiche. La testina di cancellazione è posta esattamente davanti al capstan. Ciò permette in vero di avere la testina di registrazione il più vicino possibile al capstan e di ridurre così il pianto.

La velocità di scorrimento è abbastanza grande, 70 cm al secondo circa. In conseguenza, la dinamica è grande, il rapporto segnale/rumore di fondo viene migliorato e l'amplificatore può essere semplice, poichè la curva di risposta è per natura molto estesa.

Come si vede sullo schema dell'amplificatore (fig. 2), è possibile effettuare una selezione fra le testine 1, 2, 3 e 4 per ottenere, una variazione degli effetti detti di alone e quelli di riverberazione.

Il complesso meccanico è dunque semplicissimo e non presenta assolutamente alcuna delle difficoltà di realizzazione che comporta quella di un giranastro di un magnetofono, le funzioni del quale sono multiple. Questa molteplicità di funzioni, i dispositivi a bassa velocità di svolgimento ecc., esigono meccanismi molto complessi, precisissimi oltre le possibilità di costruzione di dilettanti, mentre il dispo-

(*) La camera d'eco e di riverberazione, qui descritta è realizzata dalla Soc. MEAZZI. Notizie rielaborate da *Le haut-parleur*, aprile 1964, pagine 93-94.

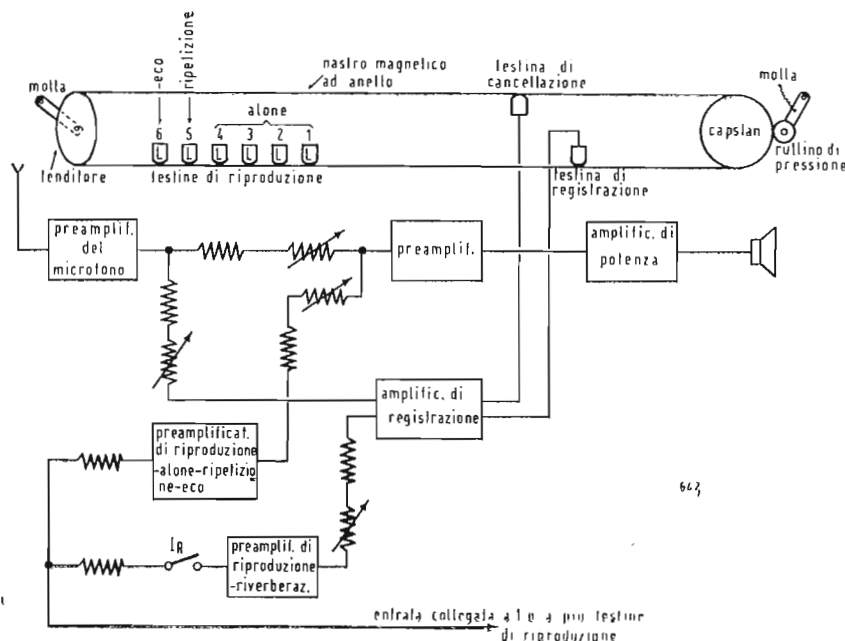



Fig. 1 - Schema a blocchi della camera d'eco a nastro magnetico.

sitivo rotante schematizzato in fig. 1 è una realizzazione alla portata di un amatore, che possieda qualche nozione di meccanica.
Solo il prezzo delle testine può arrestare l'amatore, ma tre sole teste di riproduzione bastano largamente, perchè nel gruppo 1, 2, 3 e 4 si utilizza una sola testina.

2. - AMPLIFICATORE

Ecco gli effetti fondamentali e gli effetti combinati permessi dal giranastro e amplificatore che descriviamo.
Eco: ripetizione, una sola volta dopo 8/10 di secondo.
Alone: alone di una durata di 3/10 di secondo.
Riverberazione: riverberazione. Effetto ausiliario che si ottiene solo quando il tasto corrispondente viene azionato insieme con altri.
Ripetizione: ripetizione, una sola volta dopo 4/10 di secondo.
Alone + Ripetizione: alone della durata di 4/10 di secondo.
Alone + Riverberazione: suono di cattedrale o di sala vuota.
Alone + Riverberazione + Ripetizione: suono di cattedrale o di sala vuota, come quello sopra, ma più prolungato.
Eco + Riverberazione: ripetizione a più riprese, ad ogni 8/10 di sec.
Ripetizione + Riverberazione: ripetizione a più riprese, ad ogni 4/10 di secondo.
Eco + Ripetizione + Riverberazione: suono di cattedrale molto prolungato, con effetti diversi ripetuti (effetto di caverna).
Varianti di tutti questi effetti possono essere ottenute scegliendo la testina di riverberazione, cioè una delle testine fra le prime quattro del giranastro. Esse infatti sono disposte in modo da dare rispettivamente riproduzioni con i seguenti ritardi:
1ª testina: 1/13 di secondo;
2ª testina: 2/13 di secondo;
3ª testina: 3/13 di secondo;
4ª testina: 3/10 di secondo.
Vediamo apparire un termine nuovo, è il termine Alone, in realtà è una ripetizione o un'eco, la cui separazione non è fatta dall'orecchio o al limite di separazione dell'orecchio. Solo la prima testina non dà alcuna separazione sensibile, ma solo un lieve sdoppiamento del suono, che sembra in tal modo il suo prolungamento.
La fig. 1 dà uno schema a blocchi dei collegamenti, che vengono effettuati dai tasti Eco, Ripetizione, Alone che fanno le selezioni fra le diverse testine di riproduzione e mostra più chiaramente della fig. 2 il fatto che la riproduzione non è fatta che una sola volta, perchè il nastro viene cancellato dopo essere stato letto. La fig. 1 mostra anche chiaramente che il tasto Riverberazione, simbolizzato dall'interruttore I_R, elimina il preamplificatore di riproduzione « Riverberazione ».
Infatti, se si esamina lo schema dell'amplificatore (fig. 2), si vede che I_R non è montato esattamente come indicato nello schema a blocchi, ma mette a massa la griglia di 1/2 12 AX 7 del preamplificatore di riverberazione.
Il commutatore è elaborato in modo che solo le testine « Alone » ed « Eco » possano essere combinate simultaneamente con la riverberazione.

La testina «Ripetizione» può essere combinata con la riverberazione, ma la sua messa in servizio sopprime l'effetto di riverberazione dato dalle testine «Eco» e «Alone». Ciò non toglie che le testine «Eco» ed «Alone» possano essere messe in servizio, ma la loro lettura non viene registrata. L'effetto di riverberazione è ottenuto da una serie di registrazioni successive fatte con ritardi tali che l'orecchio non possa separare i suoni.

Se esaminiamo le connessioni del nostro schema 1, ci accorgiamo che il suono emesso dal microfono viene inviato simultaneamente nel preamplificatore del microfono e nell'amplificatore di registrazione.

Questo suono passa dunque dapprima direttamente nell'amplificatore di potenza e simultaneamente viene registrato, dalle testine di registrazione, sul nastro magnetico messo in circuito. Questo suono viene poi riprodotto da una delle 6 testine di riproduzione secondo la selezione operata dall'utilizzatore, con un certo ritardo (vedere più sopra) e inviato in ogni caso nel preamplificatore di riproduzione delle testine (Eco, Ripetizione, Alone) poi nell'amplificatore di potenza.

L'ascoltatore sente perciò sia il suono originale, sia una riproduzione fatta con un certo ritardo.

Il nastro proseguendo il suo cammino (senso della freccia) incontra la testina di cancellazione, così l'uditore non intenderà la riproduzione del suono originale che una sola volta.

Ma, se coll'interruttore I_R, colleghiamo il preamplificatore di riverberazione, la riproduzione del suono originale viene inviata sull'amplificatore di registrazione e si ode una seconda registrazione del suono originale, che viene riprodotto con un ritardo di tempo uguale a quello della lettura precedente, e il ciclo ricomincia fino allo smorzamento completo del suono originale.

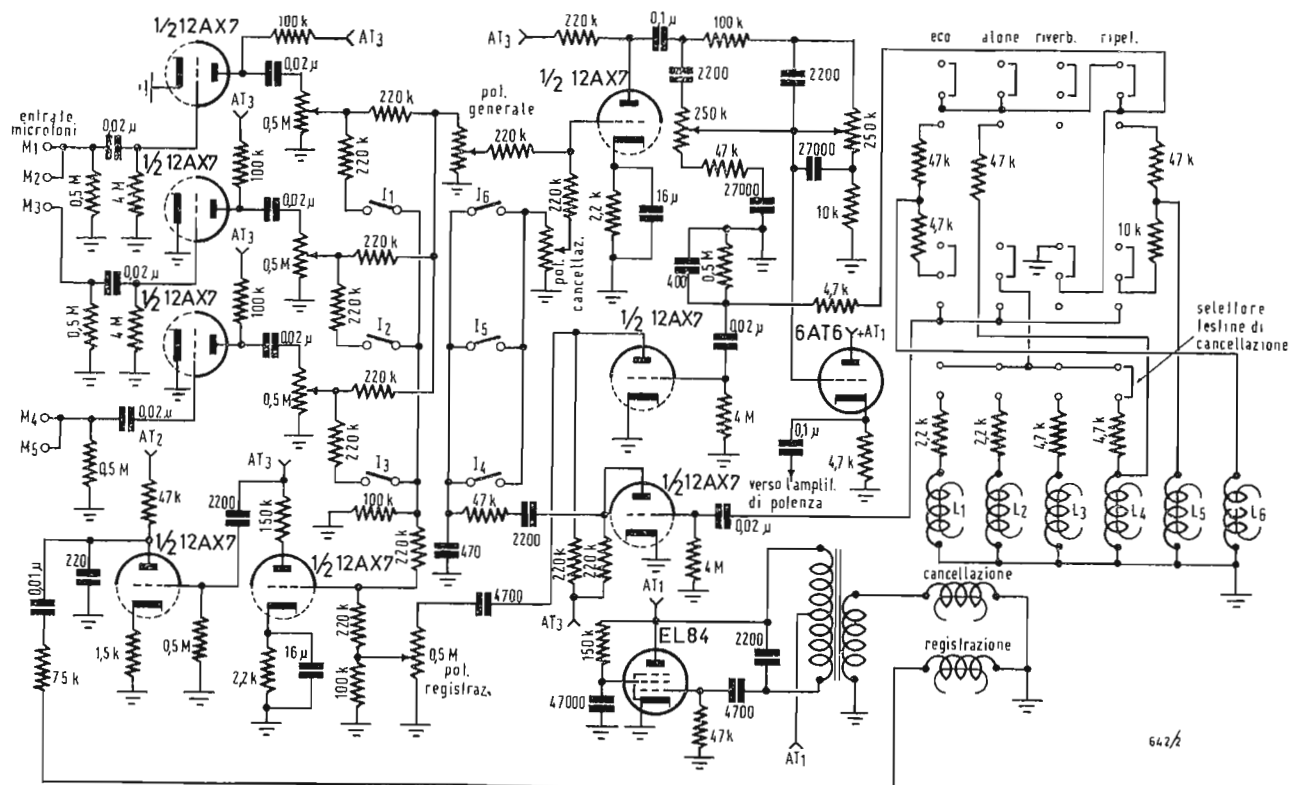
L'apparecchio viene in pratica regolato in modo che ciascuna registrazione sia meno intensa della precedente; si ha dunque una diminuzione di potenza, che conduce verso l'annullamento del suono originale, poichè ogni copia è in effetti più debole di quella di cui essa è la successiva.

L'amplificatore di registrazione è classicissimo e non possiede alcun dispositivo di correzione notevole. Il che sarebbe da aspettarsi data la velocità di scorrimento del nastro. Il correttore di tono posto tra il tubo 12AX7 e il tubo 6AT6 è pure di tipo comune.

3. - CONCLUSIONI

Le camere d'eco a nastri magnetici hanno il vantaggio, sugli altri sistemi, di permettere all'utente combinazioni multiple ed effetti di altissima qualità.

Le altre formule hanno il loro valore, ma sono lontane dall'avere l'adattabilità degli apparecchi a nastri magnetici. Bisogna segnalare tuttavia che il prezzo di vendita di queste apparecchiature è superiore. A

Fig. 2 - Schema elettrico di una camera d'eco e di riverberazione a nastro magnetico.

dott. ing. Antonio Longhi

Preamplificatori - correttori per magnetofoni*

I giranastri, che possono far scorrere il nastro alla velocità di 4,75 cm/sec sono ora relativamente correnti, ma conviene modificare, in conseguenza, il loro complesso elettronico, specialmente riguardo ai circuiti preamplificatori, per ottenere la miglior prestazione.

1. RETI EQUALIZZATRICI

I circuiti di equalizzazione dei registri gravi ed acuti sono rappresentati nelle figure 1 e 2. La fig. 1 è la versione originale e la fig. 2 la versione modificata. Allo scopo di poterle confrontare, le fig. 1 e 2 sono molto simili.

2. - PREAMPLIFICAZIONE DELLE FREQUENZE BASSE

La preamplificazione delle basse frequenze (per la sola riproduzione) sfrutta una tensione di controreazione, il cui tasso dipende dalla frequenza. Questa controreazione è prodotta da un gruppo di condensatori e di resistenze disposti in serie tra l'anodo e la griglia controllo del tubo V_2 (EF86). Il condensatore C_{22} determina il massimo di frequenza dell'amplificazione e i diversi livelli ottenuti per le varie velocità del nastro dipendono dal valore delle resistenze messe in circuito dal commutatore triplo SB_1, SB_2, SB_3.
Se la velocità del nastro è ridotta a metà, conviene raddoppiare il valore della resistenza in serie, da cui, per la velocità di 4,75 cm/sec., otto volte più grande che per la velocità 38 cm/s. Il valore di R_{33} in fig. 1 ora è di 0,68 MΩ. Si deve dunque introdurre nel circuito del commutatore SB_1 una resistenza di 5,6 MΩ, cioè del valore che più si avvicina a 8 × 0,68 MΩ, per la velocità del nastro di 4,75 cm/sec.

3. - PREAMPLIFICAZIONE DELLE FREQUENZE ALTE

La preamplificazione delle frequenze alte è attiva solo in registrazione. Questa accentuazione viene ottenuta per mezzo di un'induttanza L_3 e degli elementi facenti capo al selettore SB_3 nella parte inferiore del divisore di tensione costituito da R_{30} e R_{36}. L'impedenza del circuito accordato passa per un massimo alla sua frequenza di risonanza propria. Ma questa frequenza e i valori del massimo sono determinati dai valori del condensatore e della resistenza di smorzamento che sono derivati su L_3 dal commutatore SB_3. Sullo schema di fig. 1, le frequenze di risonanza erano 16 kHz per 38 cm/s, 12 kHz per 19 cm/s e 6 kHz per 9,5 cm/s. Per 4,5 cm/s, la frequenza di risonanza di 3 kHz viene ottenuta per mezzo di un condensatore di 8,2 nF e di una resistenza di smorzamento di 47 kΩ (v. fig. 2). Una certa preamplificazione alle alte frequenze viene ottenuta in registrazione e in riproduzione per mezzo di condensatori di disaccoppiamento in parallelo alla resistenza R_{30} del divisore di tensione R_{30} e R_{36}, attraverso al commutatore SB_2. In fig. 1 i valori rappresentati erano di 82 pF per 19 cm/s e 180 pF per 9,5 cm/s. Per la velocità del nastro di 4,75 cm/s bisogna dunque prevedere un condensatore di 330 pF, collegato al commutatore SB_2.

4. - MODIFICHE AL CIRCUITO

Le modifiche del circuito dipendono dalle possibilità offerte dalla piastra del magnetofono di cui si dispone. Se essa è dotata di quattro velocità, i commutatori SB devono essere a 4 vie e a 4 posizioni. Spesso è possibile eliminare ogni correzione per la velocità più grande, il che permette di conservare i commutatori di fig. 1. Vi è anche una grande quantità di magnetofoni nei quali tale velocità non è prevista. Gli elementi relativi alla posizione *c* possono allora essere lasciati da parte, quelli delle posizioni *a* e *b* possono essere spostati per occupare rispettivamente le posizioni *b* e *c*; mentre i nuovi elementi per 4,75 cm/s possono così essere collocati in posizione *a*. È questo il modo adottato definitivamente (v. fig. 2). C'è luogo a notare che i valori dei nuovi elementi consigliati qui sopra sono stati calcolati teoricamente partendo dalla fig. 1 Ma le testine di registrazione e i nastri magnetici sono stati recentemente oggetto di notevoli perfezionamenti, può perciò avvenire che le frequenze di risonanza indicate siano troppo basse per ottenere una correzione realmente soddisfacente. Infatti, l'esperien-

(*) Da *Revue du Son*, marzo-aprile 1964, pagg. 139-40.

Fig. 1 - Commutatori SA, Riproduzione-Registrazione, disegnati in posizione « Registrazione »; SB, per l'equalizzazione di frequenza, disegnati per la velocità di 19 cm/s.
Posizioni di SB: *a*) 9,5 cm/s; *b*) 19 cm/s; c) 38 cm/s.

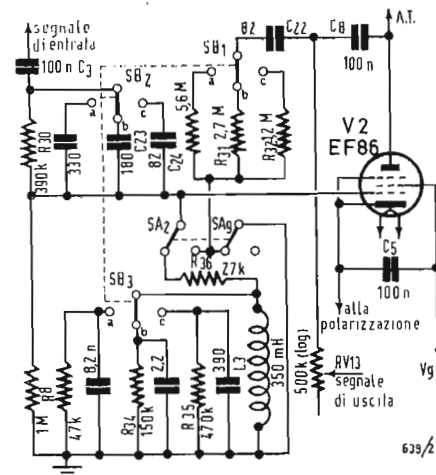



Fig. 2 - Commutatore di equalizzazione disegnato in posizione 9,5 cm/s. Posizioni di SB: *a*) 4,75 cm/s; *b*) 9,5 cm/s; *c*) 19 cm/s.

za ha provato che certe combinazioni di testine e di nastri magnetici fanno sì che la frequenza di risonanza adottata in fig. 1 per i 19 cm/s, convenga per i 9,5 cm/s, quella prevista per i 38 cm/s convenga per i 19 cm/s e così via; quella prevista per i 9,5 cm/s, convenga per i 4,75 cm/s. Se l'amplificazione fornita dagli elementi che consigliamo apparisse eccessiva, il mezzo, piú semplice per ridurla consisterebbe nell'aumentare lo smorzamento delle resistenze.

Queste resistenze sono quelle connesse al commutatore SB_3, in parallelo alla bobina L_3. Si ridurrà così il valore delle resistenze R_{34} e R_{35}, come pure la resistenza di 47 kΩ raccomandata per 4,75 cm/s; una resistenza supplementare potrebbe essere aggiunta in parallelo a C_{27} (v. fig. 1) nel caso in cui si eserciti la correzione sulla riproduzione dei nastri per 38 cm/s.

Dato il numero delle combinazioni possibili delle testine di riproduzione e delle qualità dei nastri, i valori ottimi di queste resistenze di smorzamento potranno essere determinati con prove successive di registrazione e di ascolto. *A*

Osservazioni e ricerche su personale addetto ad apparati Radar

Il Capitano Medico C.S.A. Dott. R. Busco, del Centro Tecnico Addestramento di Latina, ha riferito recentemente sui risultati di una indagine effettuata su personale da tempo addetto ai radar (35 soggetti) in confronto di personale in servizio nello stesso Ente ma addetto a lavori di ufficio (20 soggetti).

I due gruppi sono stati sottoposti a esami clinici, strumentali ed ematologici (numerazione delle cellule, dosaggio dell'Hb ed esame morfologico; velocità di eritrosedimentazione).

Per quanto riguarda i sintomi subiettivi, la pressione arteriosa e la V.S.E. non sono state riscontrate nei due gruppi differenze di rilevante valore. L'elemento di maggior peso è stato fornito dal numero dei globuli rossi che è risultato diminuito nei 35 soggetti comprendenti il gruppo radar (media globuli rossi gruppo radar 300.000 ± 460.000; gruppo controllo 4.610.000 ± 300.000).

Alla valutazione statistica si è visto che il gruppo radar e controllo si distinguono significativamente in quanto si appartengono con la probabilità dell'1%. All'esame dei tre sottogruppi degli istruttori radar, presi singolarmente con il gruppo controllo, per quanto riguarda il numero dei globuli rossi, si è visto che la diminuzione era più evidente negli addetti agli apparati di maggiore potenza. Come si è detto, tutti i 55 soggetti esaminati vivevano in modo identico la vita dell'Ente, salvo le diverse attribuzioni d'impiego.

Al lume delle indagini bibliografiche e dei risultati di queste ricerche personali, il Cap. Dott. R. Busco ha esposto le raccomandazioni pratiche per il controllo delle pericolosità per l'uomo di un impianto radar, la profilassi degli effetti dannosi di quelle radiazioni e l'eventuale correzione degli stati anemici provocati verisimilmente da esse. (*i.s.*)

a colloquio coi lettori

Fig. 1/0569

Fig. 2/0569 - Dati costruttivi della bobina L1.

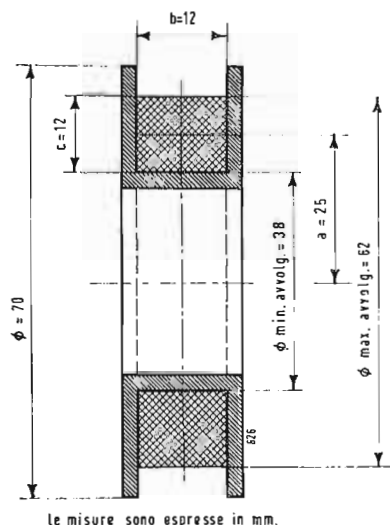



Fig. 3/0569 - Dati costruttivi della bobina L2.

0569 - Sig. S. Floriani - Roma

D. Vi chiedo lo schema e i dati costruttivi di un filtro di incrocio per un complesso di altoparlanti a 3 vie.
Le frequenze a cui desidero far lavorare gli altoparlanti sono le seguenti:
da 0 a 600 Hz;
da 600 a 4000 Hz;
da 4000 a 20000 Hz.
Tutti e tre gli altoparlanti hanno 16 Ω di impedenza e 30 W di potenza.

R. Ecco lo schema e i dati costruttivi del filtro doppio di incrocio avente le seguenti caratteristiche:
1ª frequenza di incrocio = 600 Hz;
2ª frequenza di incrocio = 4 kHz;
Impedenza di ingresso Z = 16 Ω uguale alle impedenze di ciascun altoparlante; attenuazione 12 dB/ottava.
Dati costruttivi:

Bobina L 1:
avvolgere su mandrino di legno o bachelite con flange ⦰ 9 cm 324 spire filo rame smaltato ⦰ 1 mm - 18 strati di 18 spire ciascuno
fasciare con lateroide 0,2 mm o similia.

Bobina L 2:
avvolgere su mandrino di legno di bachelite con flange ⦰ 7 cm, 134 spire filo rame smaltato ⦰ 1 mm.

11 strati di 12 spire = 132 spire
1 strato di 2 spire = 2 spire

Totale = 134 spire

Fasciare con lateroide 0,2 mm o similia.

(*a. f.*)

0570 – Sigg. A. Zattoni – Forlì.

D. Sono intenzionato a costruire un complesso audio così composto (vedi fig. 1). I preamplificatori fra i canali *s* e *d* sono tratti dallo schema a pag. 266 del nº 10/59 di *Alta Fedeltà*, l'incrocio stereo è quello apparso sul nº 5/62 de *l'antenna*, i due amplificatori fra gli alti *e* e *d* sono tratti dal fascicolo Philips « Informazioni tecniche estr. nn. 11-12-13 » sempre dallo stesso è tratto lo schema dell'amplificatore per i bassi *s* + *d* (sotto ai 150 Hz, frequenza d'incrocio del filtro elettronico); fornisce 20 W minimi di potenza: in questo apparecchio penso di sostituire il T.U. Philips con un Pastridge. Sono sufficientemente dimensionati in potenza i due amplificatori per gli alti, tenendo presente che per le frequenze acute occorre una potenza di gran lunga minore, rispetto a quella occorrente per i suoi bassi? Quali altoparlanti potrei impiegare per i canali acuti, per una potenza, leggermente surdimensionata, di 6-7 W? Per il canale basso avrei pensato ad un woofer della Jensen, il 3-P, che copre da 20 a 600 Hz? Gradirei avere dati dimensionali della cassa acustica.

R. 1) Riteniamo insufficienti i 3 W (e non 4 W) degli amplificatori Philips per i canali acuti sinistro e destro. È discutibile che per gli acuti occorrano potenze assai minori che per i bassi. Nei filtri di incrocio si mira ad avere la risposta uniforme su tutta la gamma acustica, il che non sarebbe possibile con 20 W di bassi e 4 W di acuti. Ad es. nei cassoni bass reflex Riem vi sono: un woofer da 15 W e un tweeter pure da 15 W o addirittura un tweeter da 25 W. In radiofonia a modulazione di frequenza, si pratica la preaccentuazione delle alte frequenze acustiche, che consiste in un'esaltazione degli acuti crescente con la frequenza (fino a 7 volte per 15 kHz) allo scopo di non perderli; in ricezione con la deaccentuazione si ristabiliscano le primitive condizioni di uguaglianza di potenza su tutta la gamma acustica. È anche vero che il controllo fisiologico di volume incrementa la resa ai bassi per segnali deboli, ma ciò è per compensare la disuniforme sensibilità dell'orecchio ai bassi livelli sonori.
La sostituzione di un T.U. Pastridge al Philips sull'amplificatore 20 W potrebbe aumentare il rendimento, ma in misura difficilmente apprezzabile ad orecchio, comunque la resa ai bassi risulterebbe avvantaggiata.

2) Ammesso di aumentare la potenza degli amplificatori degli acuti almeno alla metà di quella dell'amplificatore dei bassi si possono usare i seguenti altoparlanti Jensen: Woofer 3P/W1 10″; 1 tweeter RP103 B + 1 RP302 con filtro A H02 (questi ultimi due si indono per ciascun canale acuto).

Oppure i tipi Riem: 1 woofer W 15 per i bassi; 1 tweeter WT/15 + 1 tweeter mignon WT/6. Sono naturalmente possibili molte altre combinazioni tra le quali ricordiamo gli altoparlanti Philips che sono tra i più economici di alta fedeltà.

Le dimensioni del mobile bass reflex possono essere 700 × 520 × 350 mm col woofer in asse, l'apertura rettangolare deve avere un lato 175 mm (metà del lato minore del pannello frontale della cassa) e altezza tale da aversi l'area uguale a 0,8 quella del cono utile del woofer. Il mobile deve essere in legno duro di almeno 15 mm di spessore e di costruzione particolarmente solida; devono essere assolutamente vietate le sconnessioni, che favorirebbero fughe d'aria.

Le pareti interne devono essere rivestite con lana di roccia o di vetro di spessore almeno 20 mm.

(*a. f.*)

0571 – Sig. R. Novasconi - Milano

D. Chiedo se con resistenze di placca da 0,1-170 kΩ e con resistenza catodica da 0,1 MΩ si potrebbe ottenere un efficiente collegamento diretto fra due stadi preamplificatori, disponendo di A. T. = 220 V c.c.
2) Preamplificatore: desidero sapere se il potenziometro di livello deve essere a variazione lineare, oppure logaritmica dato che il predetto non porta nessuna indicazione ed, essendo usato, lo vorrei sostituire con uno nuovo di ottima marca.
3) Mi occorre una testina *ceramica* per *stereo* di marca eccelsa per riproduzioni di altissima fedeltà da usare solo per dischi da 33-45 giri, che non richieda equalizzazione e nemmeno ulteriore preamplificazione con uscita intorno ai 200-300 μV.

R. 1) L'accoppiamento diretto in queste condizioni non è possibile, perchè non c'è sufficiente tensione tra anodo e catodo del 2° stadio. Infatti per avere 115 V sul catodo con 0,1 MΩ, occorre la corrente di 1,15 mA, la quale produce la caduta di 115 V nella resistenza di carico anodico pure di 0,1 MΩ: allora la tensione tra placca e massa risulta di 220-115 = 105 V, cioè 10 V negativa rispetto al catodo; è evidente che il triodo non può funzionare. Bisogna partire da un'A.T. di circa 450 V, da ridurre mediante resistenza di caduta nel disaccoppiamento e nel carico a 112 V per l'anodo del 1° stadio, lasciando però un margine di tensione sufficiente per rendere la placca del 2° stadio positiva di almeno 100 V rispetto al suo catodo che si trova a 115 V rispetto alla massa.
2) Il potenziometro di livello deve essere a variazione logaritmica.
3) Una testina Ceramica che si avvicina alle sue esigenze è da Electro Voice serie 80, lineare in frequenza entro ± 0,8 dB da 20 Hz a 15 kHz, uscita 500 mV, L. 20.000 circa. Per gamme più estese bisogna ricorrere ai tipi a riluttanza variabile (grado, Pickoring, G. E. ecc.). La LARIR dispone di un vasto assortimento di testine fonografiche, dove Ella può trovare il tipo che Le interessa.

(a.f.)

0572 - Dott. R. Aristarco - Milano

D. Mi sono autocostruito il preamplificatore della ITALVIDEO, il cui schema è apparso nel n. 2 del 1958 della rivista *Alta Fedeltà*.
A montaggio ultimato, controllando le varie tensioni sulle placche e i catodi delle due valvole, ha riscontrato sulla 2ª placca (piedino 6) della 12AX7 circa 150 V invece dei 220 V riportati sullo schema.
Ho ricontrollato il mio lavoro senza tuttavia riscontrare errori. Per ottenere i 220 V ho dovuto abbassare il valore della resistenza anodica R_{23} da 100 K a circa 10 K. Chiedo se per caso il valore della R_{23} riportato sullo schema non sia errato. Dove potrei inoltre reperire la resistenza di tipo silenzioso (che io ho sostituito con resistenze a strato?).

R. La tensione anodica del 2° triodo di V_2 non può essere 220 V. Infatti il consumo totale del premplificatore è di circa 2,5 mA, per cui la tensione ai capi di C_{27} è di 300 - 10.2,5 = 275 V circa.
La corrente nella R_{23} (0,1 MΩ) è quella del triodo (2 V/2,2 kΩ ≅ 0,9 mA) più quella del partitore (275V/ (0,1 + 0,33 + 0,0015) 10^6 = 275/(0,431.10^6) ≅ 0,64 mA) cioè 0,9 + 0,64 = 1,54 mA, che provoca in R_{23} la caduta di 154 V.
Allora la tensione fra massa e placca risulta 275 — 154 = 121 V e non 220 V.
Se Ella riscontra 150 V significa che la corrente del triodo è minore di 0,9 mA e precisamente 0,61 mA; ciò però comporta che la tensione di polarizzazione catodica sia di circa 1,35 V invece di 2 V come indicato nello schema.
Concludendo: la tensione anodica in oggetto non è 220 V, ma assai inferiore come Ella riscontra, quindi non vi è nessun errore di montaggio o guasto nell'apparecchio.
Circa le resistenze silenziate consigliamo quella della *Metallux Elettronica*, Milano.

(a.f.)

0573 – Sig. E. Cherici - Pontedera

D. Sono chiesti chiarimenti circa la ricezione di stazioni TV francesi.

R. Dalla sua località non è certamente possibile ricevere in condizioni normali, le emittenti televisive francesi.
La stazione francese da lei ricevuta, in pessime condizioni, potrebbe essere quella sperimentale di Bastia (Corsica) che dovrebbe lavorare sul canale 2 francese (41,25-52,40 MHz).

(P. Soati)

0574 – E. Ercolani – C. Castello.

D. Richiede l'indirizzo di alcune buone case costruttrici di gruppi a radio frequenza ed a frequenza intermedia per modulazione di ampiezza e di frequenza.

R. Può rivolgere le sue richieste alle seguenti ditte:

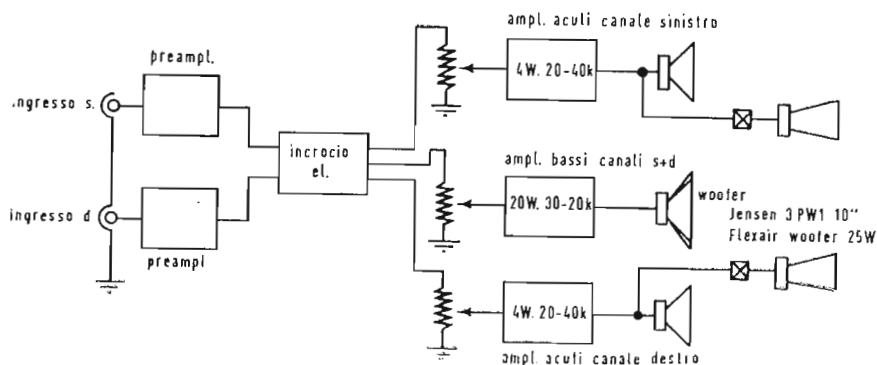



Fig. 1/0570

GBC CASTELFRANCHI, Via Petrella, Milano
CORBETTA S., Via Zurigo 20, Milano
ITALIAN RADIO, Via Crivelli 10, Milano
LARES, Via Roma 92, Paderno Dugnano (Milano)
MICROFARAD, Via Deragino 20, Milano
PHILIPS, Piazza IV Novembre 3, Milano
RICAGNI, Via Mecenate 71, Milano

(*P. Soati*)

0575 - Sigg. L. Salvagno - Treviso; G. Riccardi Brescia; R. Salvi - Genova

D. Si desidera lo schema di un temporizzatore adatto per tempi da 10 a circa 1' minuto completamente transistorizzato.

R. Abbiamo già pubblicato degli schemi simili a quello richiesto, di tipo molto elementare, adesso riteniamo opportuno pubblicare lo schema di un temporizzatore più completo che consenta di ottenere interventi dell'ordine di 5-60 secondi e che è stato realizzato dalla THOMSON ITALIANA. Questo apparecchio permette di comandare apparecchiature automatiche a ciclo regolabile, e varie temporizzazioni quali la commutazione, il pre-riscaldamento ecc. I limiti di tempo sono dati, da una parte del valore del condensatore (in questo caso è assolutamente necessario usare un condensatore a carta in modo da ottenere una buona stabilità di funzionamento), sicché il limite è stato fissato sui 10 μF e dell'altra dal valore della resistenza inserita che è di un massimo di circa 100.000 Ω.

Il segnale determinante la frequenza degli impulsi è trasmesso dal condensatore C_5 ad un trigger di Schmit, composto da transistori T_3 e T_4 e proviene dalla rete a 50 Hz oppure da un oscillatore a sfasamento composto da T_1 e T_2. I fronti del segnale quadrato dati dal trigger sono prelevati per mezzo del condensatore C_6 e si applicano ad un montaggio monostabile composto da T_5 e T_6. L'alimentazione di questo monostabile è stabilizzata dai diodi Zener D_4, D_5 e D_6. L'ampiezza degli impulsi di uscita risulterà quindi costante. La loro larghezza è regolabile tramite il potenziometro P_2. Essa può variare da 10 μs a 5 μs. (figura 1).
Gli impulsi di uscita che compaiono su R_{21} sono inviati al diodo D_1 e al condensatore C_8 per mezzo delle resistenze R_{24} e R_{25}. Alla corrente continua lentamente crescente del condensatore C_8 si aggiunge quindi una parte degli impulsi che compaiono ai terminali di R_{21}. Il diodo D_3 lascerà passare le creste degli impulsi esistenti ai terminali di R_{25} allorquando, alla fine della temporizzazione, la tensione risultante oltrepasserà la tensione di polarizzazione di questo diodo, fissata da R_{26} e R_{27} e rilevata sui diodi Zener D_5 e D_6. Detti impulsi saranno trasmessi da C_{10} ad un amplificatore composto da T_7, T_8 e T_9 ed i segnali prelevati tramite C_{16} e R_{41}, in uscita, si applicheranno ad un monostabile costituito da T_{10} e T_{11}. Quest'ultimo libera impulsi della durata da 10 ms e pilota il transistore di uscita, capace di fornire una corrente di 100 mA. Il ripetersi del ciclo può effettuarsi per corto circuito del condensatore

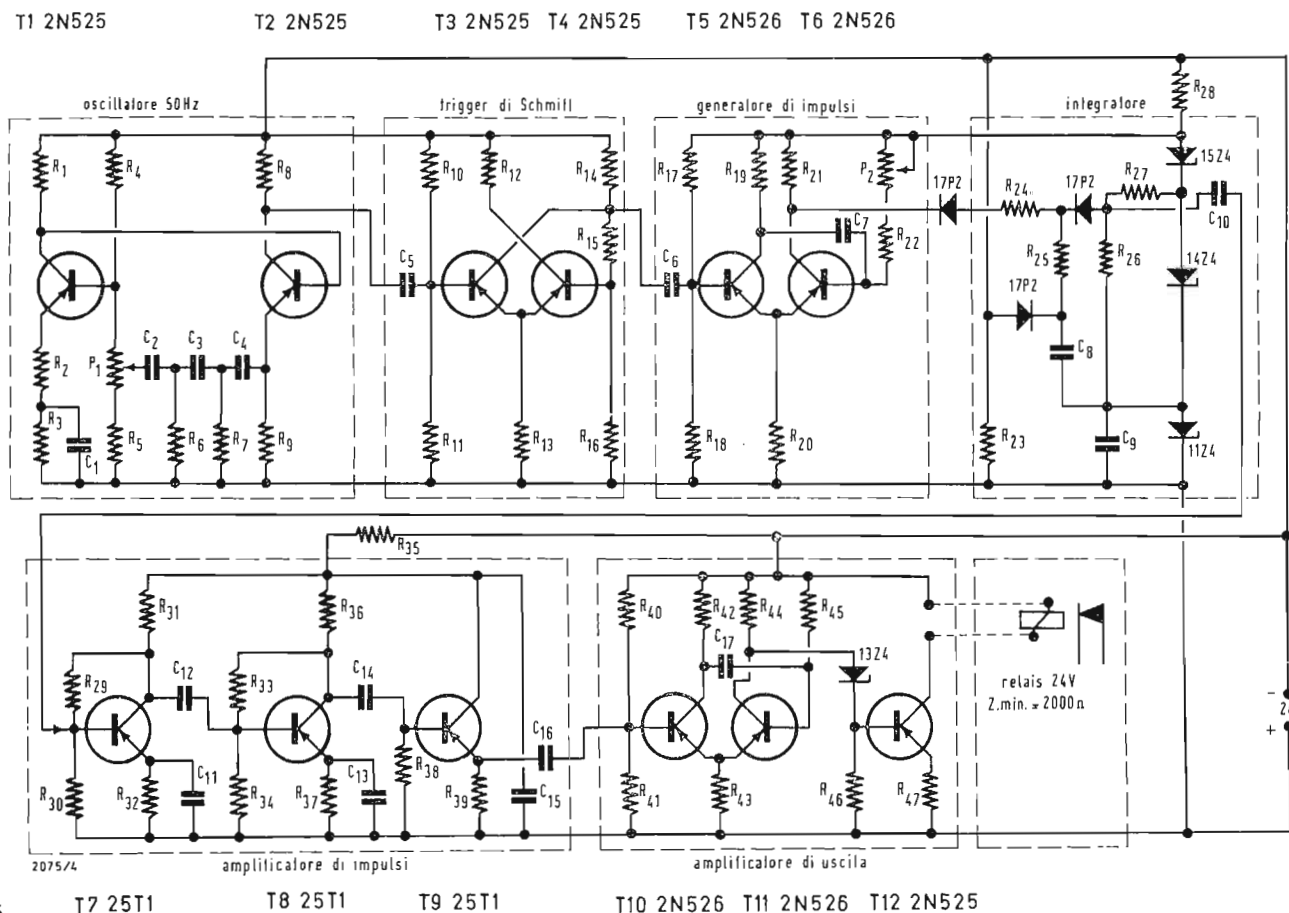



Fig. 1/0575

C_8 per mezzo dell'interruttore o per interruzione sull'alimentatore. In tal caso il diodo D_2 assicura la scarica nella resistenza R_{23}.
Valore dei componenti:
R_1 = 15 kΩ; R_2 = 330 Ω; R_3 = 2,2 kΩ; R_4 = 27 kΩ; R_5 = 2,2 kΩ; R_6 × 3,3 kΩ; R_7 = 3,3 kΩ; R_8 = 1 kΩ; R_9 = 2,7 kΩ; R_{10} = 10 kΩ; R_{11} = 1,2 kΩ; R_{12} = 5,6 kΩ; R_{13} = 220 Ω; R_{14} = 5,6 kΩ; R_{15} = 12 kΩ; R_{16} = 3,3 kΩ; R_{17} = 15 kΩ; R_{18} = 1,8 kΩ; R_{19} = 5,6 kΩ; R_{20} = 220 Ω; R_{21} = 1,5 kΩ; R_{22} = 8,2 kΩ; R_{23} = 8,2 kΩ; R_{24} = 100 kΩ; R_{25}=10 kΩ; R_{26}=100 kΩ; R_{27}=27 kΩ; R_{28}= 100 Ω; R_{29} = 56 kΩ; R_{30} = 8,2 kΩ; R_{31} = 5,6 kΩ; R_{32} = 560 Ω; R_{33} = 56 kΩ; R_{34} = 5,6 kΩ; R_{35} = 1 kΩ; R_{36} = 22 kΩ; R_{37} = 560 Ω; R_{38} = 22 kΩ; R_{39} = 1 kΩ; R_{40} = 15 kΩ; R_{41} = 1,8 kΩ; R_{42} = 5,6 kΩ; R_{43} = 470 Ω; R_{44} = 3,3 kΩ; R_{45} = 27 kΩ; R_{46} = 470 Ω; R_{47} = 10 Ω; P_1 = 1 kΩ; P_2 = 50 kΩ; C_1 = 10 μF; C_2 = 0,47 μF; C_3 = 0,47 μF; C_4 = 0,47 μF; C_5 = 10 μF; C_6 = 680 μF; C_7 = 1500 oppure 10.000 pF; C_8 = 10 μF carta; C_9 = 10 μF; C_{10}, C_{11}, C_{12},C_{13}, C_{14} = 0,1 μF; C_{15} = 10 μF; C_{16} = 0,1 μF; C_{17} = 0,47 μF. D_1, D_2, D_3 = 17P2; D_4 = 15Z4; D_5 = 14Z4; D_6 = 11Z4; D_7 = 13Z4; T_1 = 2N525; T_2 = 2N525; T_3 = 2N525; T_4 = 2N525; T_5 = 2N526; T_6 = 2N526; T_7 = 25T1; T_8 = 25T1; T_9 25T1; T_{10} = 2N526; T_{11} = 2N526; T_{12} = 2N525.

Tutti i diodi ed i transistor usati sono della THOMSON ITALIANA.

(*P. Soati*)

0576 - Sig. P. I. Corazza P. L. - Bologna

D. È richiesto lo schema dell'amplificatore PHILIPS AG 9015.

R. Lo schema dell'amplificatore AG 9015 verrà pubblicato al più presto possibile nella rubrica « Archivio Schemi ».
Le scatole di montaggio relative i due amplificatori che le interessano sono ambedue ottime. La scelta dipende dalle caratteristiche richieste e dalle esigenze personali.

(*P. Soati*)

0577 - Ing. O. Gugliotta - Venezia

D. Ritiene opportuno che su *l'antenna* vengano aggiornati periodicamente i vari codici relativi le valvole, le resistenze ed altri argomenti di particolare importanza.

R. Condividiamo senz'altro le proposte formulate dall'Ing. Gugliotta e faremo del nostro meglio per metterle in pratica. È però necessario tenere presente che l'interesse di questa rubrica dipende esclusivamente dal genere di quesiti che ci vengono posti dai lettori.

Nuove sigle per individuare i vari tipi di semiconduttori europei (PHILIPS).
Attualmente i semiconduttori, diodi e transistori, sono prodotti per due impieghi distinti e precisamente: 1) Per ricevitori radio, TV, amplificatori e registratori, 2) Per apparecchiature professionali o industriali.
Per ben comprendere il nuovo sistema di denominazione dei diodi e dei transistori è necessario descrivere brevemente il codice adottato precedentemente che, fra l'altro, è tuttora valido per i vecchi tipi.

Significato del codice vecchio

a) La prima lettera che compare nella sigla è sempre « O » (Es. OA70 diodo, OC70 transistore).

b) La seconda lettera è: « A » se si tratta di un diodo (OA70); « C » se si tratta di un transistore (OC70 »; « R » se si tratta di una fotoresistenza (ORP30).

c) La terza lettera è: « P » se si tratta di un fotoelemento (OAP12, OCP71); « Z » se si tratta di un diodo Zener (OAZ210); *d*) Le cifre che seguono queste lettere indicano esecuzioni particolari (OA70, OA95 ecc.).

Significato delle nuove sigle
Le nuove sigle sono senz'altro più efficaci dato che riescono a fornire, già per se stesse, le caratteristiche essenziali dell'elemento semiconduttore in esame. In base al nuovo codice tutti i semiconduttori vengono suddivisi in due grandi categorie e precisamente:
a) Per usi radio-TV e amplificatori.
b) Per usi professionali.
1) Tutti i tipi di semiconduttori, diodi o transistori, destinati ad essere impiegati nei radioricevitori, nei televisori, negli amplificatori e nei registratori vengono individuati con una *sigla composta da due lettere seguite da tre cifre* (BA100, AF102).

2) Tutti i tipi di semiconduttori, diodo o transistori, impiegati in apparecchiature professionali o comunque diverse da quelle mensionate nel paragrafo precedente sono indicati con una *sigla formata da tre lettere e due cifre* (AAZ12, BCZ12).

Significato delle lettere del nuovo codice
Prima lettera. Indica il materiale con il quale è fatto il semiconduttore *A* = germanio (es. AAZ 12 diodo al germanio usi professionali, AC107 transistore al germanio).
B = silicio (es. BA100 diodo al silicio, BCZ11 transistore al silicio per usi professionali inclusi i varicap).
Seconda lettera - Indica la natura e l'impiego del semiconduttore.
A = diodi, inclusi i varicap (AAZ12, BA100); C = transistori per impieghi di bassa frequenza (AC107, BCZ11); D = transistori di potenza per impieghi di bassa frequenza (ADZ11); E = diodi tunnel o di Esaki; F = transistori per alta frequenza (AF102 AF114, AFZ12); L = transistori di potenza per alta frequenza; P = fotosemiconduttori; S = transistori per circuiti di commutazione (ASZ15); T = thyristor, diodi di Shockley, raddrizzatori controllati (ATZ10); U = transistori di potenza per circuiti di commutazione (AUY10); Y = diodi di potenza (BY100, BYZ14); Z = diodi zener (BZZ10).

Numeri di serie
1) Per i semiconduttori impiegati nei radioricevitori, amplificatori, TV e registratori il numero di serie va da 100 fino a 999 (BA100, AF102).
2) Per i semiconduttori professionali il numero di serie consiste in una terza lettera seguita da due cifre (A10 . . . A99 . . . ecc. fino a Z10 . . . Z99 . . . oppure Y10 . . . Y99 . . (ASZ11, BCZ11, AUY10).
Queste nuove sigle che individuano i vari tipi di semiconduttori vengono adottate soltanto per i tipi nuovi mentre, per quelli vecchi, restano tuttora in vigore le solite sigle.

(*P. Soati*)

0578 - Sig. R. Ronchi - Milano

D. Sono richiesti alcune delucidazioni circa un circuito pubblicato a suo tempo su *l'antenna.*
R. Tutti i dati relativi le bobine del circuito al quale fa riferimento sono stati pubblicati nel fascicolo di Settembre 1960 de *l'antenna.* Naturalmente le bobine non sono reperibili sul mercato ma devono essere autocostruite, cosa che non presenta eccessive difficoltà. Il nucleo dei trasformatori può essere del tipo PHILIPS, e può essere acquistato presso i negozi della G.B.C.

(*P. Soati*)

Schema elettrico del radioricevitore ALLOCCHIO BACCHINI Mod. 2040

Serviscope S51 -

Risposta in frequenza: 0 ÷ 3 MHz
Sensibilità max : 100 mV/cm
Base tempi : 100 ms/cm ÷ 1μs/cm
Trigger : automatico - controllo di soglia - sincronizzazione T.V.

tubo da 5 pollici
peso: 7 kg. circa

— un oscilloscopio pratico, portatile, veramente economico prodotto dalla

TELEQUIPMENT LTD.

DISTRIBUTORE PER L'ITALIA

Silverstar, ltd

MILANO - Via dei Gracchi, 20 ang. Via delle Stelline, 2 - Tel. 4696551 (5 linee)

ROMA - Via Paisiello, 30 - Tel. 855366 - 869009
TORINO - Corso Castelfidardo, 21 - Tel. 40075 - 43527
LIVORNO - ROMAGNOLI - ELETTRONICA Via Montegrappa 5/1 Tel. 24627
GENOVA - PASINI e ROSSI - Via SS. Giacomo e Filippo, 31 Tel. 893465 - 879410

laboratorio elettronica applicata

via maffucci 26
tel. 239.985.6
milano

lea

invertitori a transistori

	Vcc ingresso	*Vca uscita*	*Potenza Nom.*
CT 16	12	220	250
CT 18	24	220	300
CT 6	12	220	100
CT 8	24	220	120

La frequenza, salvo richiesta specifica, è di 50 Hz

I modelli **CT 16 - CT 18** possono essere forniti con relai incorporato

Studio Promotion Milano

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

GRUPPI DI A. F.

LARES - Componenti Elettronici S.p.A.
Via Roma, 92
Paderno Dugnano (Milano)

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

VALVOLE E TUBI CATODICI

ATES - Catania
Servizio vendite: **Milano**
Viale F. Restelli, 5 - Tel. 68.81.041

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

BUZZI C. - Legnano
Via 29 Maggio, 5 - Tel. 48.416

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA'

LARIR INTERNATIONAL - Milano
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.770 - 283.651

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

REGISTRATORI

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

BOBINATRICI

GARGARADIO - Bresso
Via Savino, 9 - Tel. 924.631

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. • TRASFORMATORI

ARCO - Firenze
Via Tagliaferri, 33/S
Tel. 416.911

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LARE - Cologno Monzese (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
Laboratorio avvolgim. radio elettrici

TASSINARI
Via Oristano, 9 - Tel. 257.1073
Gorla (Milano)

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Solari, 4 - Tel. 46.92.087

GIRADISCHI - AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

AUDIO - Torino
Via G. Casalis, 41 - Tel. 761.133

EUROPHON - Milano
Via Mecenate, 86 - Tel. 717.192

LENCO ITALIANA S.p.A.
Osimo (Ancona) - Tel. 72.803
Via Del Guazzatore, 225
Giradischi - Fonovalige

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

RADIO-CONI - Milano
Via Pizzi, 29 - Tel. 563.097

RIEM - Milano
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

POTENZIOMETRI

ICAR - Milano
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

LIAR - Milano
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

MIAL - Milano
Via Fortezza, 11 - T. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

EUROVIDEON - Milano

Via Taormina, 38 - Tel. 683.447

FARET - VOXSON - Roma

Via di Tor Cervara, 286

Tel. 279.951 - 27.92.407 - 279.052

ITELECTRA S.a.S. di L. Mondrioli & C.

Viale E. Forlanini, 54

Tel. 73.83.740 - 73.83.750

MANCINI - Milano

Via Lovanio, 5

Radio - TV - Giradischi

MICROPHON - Siena

Via Paparoni, 3 - Telefono 22.128

Radiotrasmettitori
Radiotelefoni a transitor

MINERVA - Milano

Viale Liguria, 26 - Tel. 850.389

NAONIS

INDUSTRIE A. ZANUSSI - PORDENONE

FRIGORIFERI TELEVISORI LAVATRICI CUCINE

NOVA - Milano

Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938

Televisori, Radio

PRANDONI DARIO - Treviglio

Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67

Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

RADIOMARELLI - Milano

Corso Venezia, 51 - Tel. 705.541

ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano

Via Petitti, 15 - Tel. 36.96

Autoradio BLAUPUNKT

WUNDERCART RADIO TELEVISIONE
Saronno

Via C. Miola 7 - Tel. 96/3282

Radio, Radiogrammofoni, Televisori

JAHR - Radiocostruzioni

Milano - Via Quintino Sella, 2

Telefoni: 872.163 - 861.082

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti le ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.
Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

TRA LE ULTIME NOVITÀ DELLA "EDITRICE IL ROSTRO"

DIZIONARIO DI ELETTROTECNICA
TEDESCO - ITALIANO

a cura del Dott. Ing. FERNANDO FIANDACA

E' un'opera nuova e originale, ricca di circa 30 mila termini, e aggiornata ai più recenti sviluppi e progressi dell'elettrotecnica.

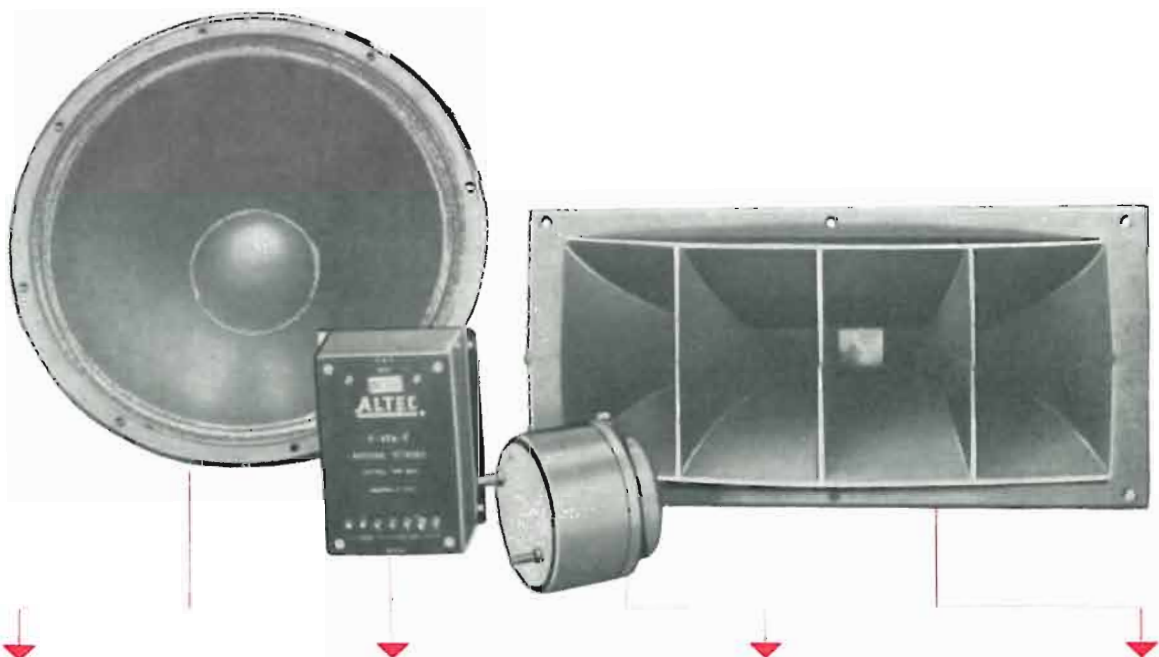
Comprende: produzione e distribuzione dell'energia elettrica, misure e macchine elettriche, telecomunicazioni, elettronica, radiotecnica, radar e tecnica degli impulsi, televisione, telecomandi, telesegnalazioni, nucleonica, automazione, cibernetica, elettroacustica, trazione elettrica, illuminotecnica, elettrochimica, elettrotermia, termoelettricità, ecc.; oltre ai termini generali di matematica, fisica, meccanica.

Redatto con grande accuratezza e con il più stretto rigore tecnico nella definizione dei termini, questo volume è destinato a riscuotere l'interesse ed il consenso di quella vastissima cerchia di tecnici e di studiosi che hanno assoluta necessità di tenersi al corrente della ricca e preziosa letteratura tedesca nel campo dell'elettrotecnica e delle sue numerose applicazioni in tutti i settori della tecnica odierna.

Volume di pagg. 408, *formato* 17 x 24 *cm, rilegato in tela Lire* 6.000

HIGH FIDELITY HOME MUSIC SYSTEM

Per un impianto ad alta fedeltà a caratteristica professionale la scelta cadrà sul « tweeter » mod. 804/A e 811/B, più il « woofer » 803/B ed il filtro di « crossover » N-800/E.

Questi componenti di qualità montati in un adeguato mobile forniscono con linearità e fedeltà una perfetta riproduzione dei suoni da 20 a 22.000 Hz.

ALTOPARLANTE «WOOFER» Tipo 803/B

potenza 30 watt ● impedenza 16 ohm ● gamma 20-1600 Hz ● peso del magnete kg. 1.100 ● diametro bobina mobile 75 mm. ● risonanza del cono 25 Hz ● dimensioni: Diametro 38.5; profondità 17.5 cm. ● peso kg. 7.850.

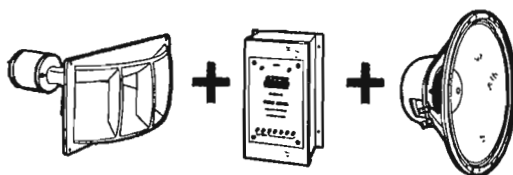
FILTRO DI « CROSSOVER » Tipo N-800/E

Impendenza 16 ohm ● attenuazione delle freq. alte 4—1 dB a salti ● frequenze di separazione 800 Hz ● dimensioni: Altezza 8; larghezza 15; profondità 8.7 cm. circa ● peso kg. 1.200.

UNITA' ECCITATRICE « DRIVER » Tipo 804/A

Potenza 30 watt ● gamma di frequenza 500-220 Hz ● impendenza: 16 ohm; Diametro bobina mobile 45 mm. ● dimensioni: Altezza cm. 7,1; Diametro cm. 11,5 ● peso kg. 2.500.

TROMBA CELLULARE « HORN » Tipo 811/B

Tromba esponenziale a cellule: frequenza 800 Hz; distribuzione orizzontale 90°; verticale 40° ● dimensioni: Altezza cm. 22; larghezza cm. 46; profondità cm. 40 ● peso kg. 4.100.

Agenti Generali per l'Italia :

VIALE PREMUDA N. 38/A - **MILANO** - TELEFONI N. 795762 - 795763 - 780730